TV
ANNO XXXVII - FEBBRAIO 1965
l'antenna
RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA
NUMERO
2
LIRE 350

ANNO XXXVII **2**

FEBBRAIO 1965 RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

Proprietà EDITRICE IL ROSTRO S. A. S.

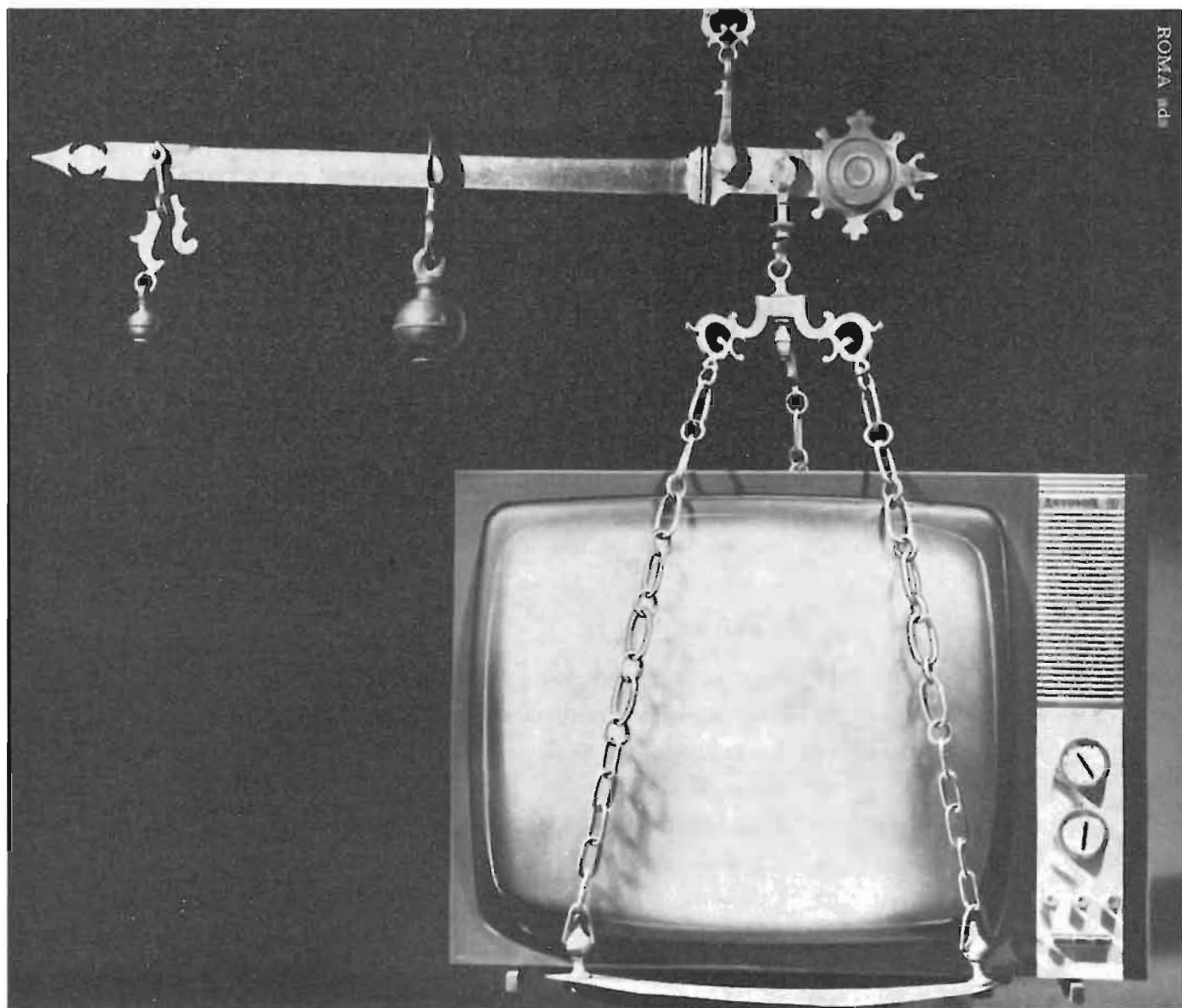
Gerente Alfonso Giovene

Direttore responsabile dott. ing. Leonardo Bramanti

Sommario

Direzione, Redazione, Amministrazione Uffici Pubblicitari VIA MONTE GENEROSO, 6/A - MILANO - Tel. 32.15.42 - 32.27.93
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « *l'antenna* » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato L. **350**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica L. **3.500**; estero L. **7.000**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. **50**, anche in francobolli.

Autorizzazione del Tribunale di Milano 9 settembre 1948 n. 464 del Registro - Tip. Ediz. Tecniche - Via Baldo degli Ubaldi, 6 - Tel. 36.77.88
Concessionaria per la distribuzione in Italia: DIFFUSIONE MILANESE - Via Privata E. Boschetti 11 - Milano - Tel. 6883.407-6883.417

dott. ing. Alessandro Banfi

Prestigio ed anzianità della nostra Rivista

E' con senso di giustificata e compiaciuta soddisfazione che, giunti ad un certo punto di un lungo e non facile cammino, ci si rivolga ad osservarne il percorso, sino dalle sue lontane origini.

"l'antenna", la più anziana rivista mensile italiana di radiotecnica, ha oggi più di 37 anni di vita ufficiale. Si è detto " ufficiale " perchè le sue origini si ricollegano e discendono da una pubblicazione francese di pari titolo "L'Antenne" apparsa dal 1924 al 1929 anno in cui cessata l'attività, questa venne proseguita in Italia da "l'antenna".

I pochi superstiti della vecchia guardia, pionieri della Radio italiana, rammenteranno certamente l'« Antenne » francese, stampata su carta gialla di grande formato, che con la rivista inglese Wireless Warld, si contendeva l'appassionato interesse dei radioamatori.

Per chi lo ricorda, dall'« Antenne » ebbe origine il popolarissimo (fra gli amatori di quell'epoca) circuito C 119, radioricevitore a 4 valvole autocostruito, alimentato a batterie c.c.

Per la verità, nell'epoca pionieristica degli anni venti, "l'antenna" non era la sola rivista per radioamatori in Italia.

Molto nota ed apprezzata era anche la "Radio per tutti", che ha cessato la pubblicazione una trentina di anni or sono, della quale l'autore di queste note era pure assiduo collaboratore.

"l'antenna", pertanto, è l'unica rivista italiana di radiotecnica che dal 1927 ha continuato ininterrottamente e regolarmente le sue pubblicazioni, a carattere eminentemente pratico-divulgativo.

Nel lungo periodo di 37 anni di vita, ha seguito ed illustrato tutta la spettacolosa evoluzione della radiotecnica, dalle prime emissioni radiofoniche alla televisione, col crescente interesse di due generazioni di appassionati lettori.

Indubbiamente al clima di entusiasmo e pionierismo degli anni venti, si è venuto via via sostituendo una più cognita e precisa atmosfera, dovuta alla maggiore diffusione delle conoscenze radioelettriche fra i lettori.

Ma è per noi, anziani e fervidi collaboratori, motivo di orgoglio e soddisfazione, l'aver sostituito e contribuito a questa profonda evoluzione di atmosfera intellettuale.

Oggi vi sono scuole, libri, riviste, strumenti che consentono un rapido e facile apprendimento della tecnica elettronica e radioelettrica: quarant'anni or sono i pochi "arrabbiati" radioamatori erano degli autodidatti, con scarsa bibliografia ed ancor più scarsa disponibilità di strumenti di misura, ma sorretti da una infrenabile e disinteressata passione di sapere e di agire, che oggi ben raramente si riscontra.

E questo profondo mutamento di clima intellettivo e sociale lo si avverte nettamente confrontando i primi "numeri" de "l'antenna" di 37 anni fa, con quelli attuali: nell'arco di vita della nostra Rivista è riflessa la formidabile evoluzione della tecnica elettronica.

A.

Gian Franco Sabbadini*

Sui trasformatori con impedenze scomposte in reti a T o II

Molto spesso negli amplificatori con transistori in alta e media frequenza si richiede la trasformazione delle impedenze in gioco onde realizzare adattamenti tra le impedenze d'uscita (relativamente elevate) e le impedenze di ingresso (molto basse) rispettando determinati requisiti di banda passante, fattore di forma, attenuazione fuori banda.
Il problema diventa ancora più importante quando unitamente a rapporti di trasformazione elevati si desiderano larghezze di banda relative uguali o maggiori del 10%.
Applicazioni tipiche sono gli amplificatori M.F. per televisione, sistemi multiplex, ponti radio, amplificatori VHF, ecc.

a)

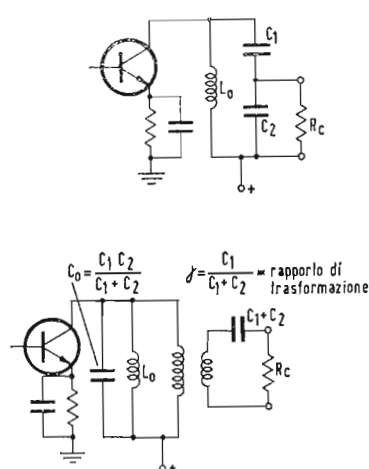



Fig. 1 - *a*) Adattamento a partitore capacitivo. *b*) Circuito equivalente.

1. - CONSIDERAZIONI GENERALI

Notiamo che volendo conservare una determinata funzione di trasferimento, quindi una ben precisa banda passante ad una determinata attenuazione fuori banda, ogni trasformazione dei livelli di impedenza è possibile solo con trasformatori ideali o praticamente con trasformatori aventi un K (coefficiente di accoppiamento) prossimo a 1.
In tal caso infatti la funzione di trasferimento è inalterata (poli e zeri immutati) a meno di una costante che rappresenta la perdita di inserzione del trasformatore o il guadagno totale dello stadio. (Ref. 1).
Difatto la soluzione del « tapping » capacitivo o induttivo è valida praticamente solo in particolari condizioni ed uguaglia un trasformatore solo in assenza di carico secondario.
In fig. 1*a* è rappresentato un circuito con adattamento a partitore capacitivo e in fig. 1*b* il suo circuito equivalente.
Chiaramente vediamo che se $X(C_1 + C_2)$ non è $\ll R_c$ siamo ben lontani dall'ottenere una banda geometricamente simmetrica. Questo è particolarmente vero quando, come già detto, sono in gioco bande relative grandi essendo il rapporto L_0/C_0 molto elevato.
Lo stesso ragionamento quantitativo lo possiamo applicare nel caso dei sistemi passa-banda a trasformatore, a doppio accordo, e con tapping induttivo.

2. - ANALISI TEORICA

Considerando un'impedenza Z possiamo in virtù di semplici equivalenze scomporre la medesima in tre impedenze realizzanti un trasformatore di rapporto γ disposte rispettivamente a « T » (fig. 2) o a « II » (fig. 3).

Infatti per il « T » (fig. 2) abbiamo:

$$\begin{vmatrix} V_1 \\ V_2 \end{vmatrix} \begin{matrix} = \\ \times \end{matrix} \begin{vmatrix} \gamma^2 Z + \gamma Z \\ \gamma Z + Z \end{vmatrix} \begin{matrix} = \\ \times \end{matrix} \begin{vmatrix} (Z_1 + Z_2) + Z_2 \\ Z_2 + (Z_2 + Z_3) \end{vmatrix} \quad (i_1, i_2)$$

avendo posto $\gamma = \dfrac{V_1}{V_2}$.

Ricaviamo

$$Z_1 = \gamma(\gamma - 1) Z$$
$$Z_2 = \gamma Z \qquad \text{Circuito a « T »}$$
$$Z_3 = -(\gamma - 1) Z$$

similmente per il « II »

$$Z_1 = -\frac{\gamma^2}{\gamma - 1} Z$$
$$Z_2 = \gamma Z \qquad \text{Circuito a « II »}$$
$$Z_3 = \frac{\gamma}{\gamma - 1} Z$$

Si vede che sia nella scomposizione a « T » che a « II » *la trasformazione di impedenza non è sempre possibile essendo questa limitata dal valore negativo di una delle 3 impedenze scomposte.* Precisamente è possibile solo se in serie al ramo negativo esiste un'altra impedenza positiva della stessa natura di valore maggiore o in parallelo di valore minore (Ref. 2).

3. - ESEMPIO APPLICATIVO

Desiderando realizzare un amplificatore a M.F. avente una risposta del tipo: (Ref. 3)

$$\tanh \frac{\theta}{2} = \sqrt{\frac{(1 - \omega/\omega_1)^2}{(1 - \omega/\omega_2)^2}}.$$

Tipica di un filtro a K = cost. operiamo come segue. I dati posti sono:
Q_1 = SE 3001; f_0 = 43 MHz; W = 6 MHz; R_2 = 3 kΩ; R_1 = 70 Ω.
Il circuito impiegato è in fig. 4 mentre in fig. 5 è tratto il circuito equivalente. R_1 e R_2 sono vincolate alla stabilità del

(*) Della Direzione applicazioni della Società Generale Semiconduttori di Agrate Brianza, Milano.

Fig. 2 - Rete a « T ».

Fig. 3 - Rete a « Π ».

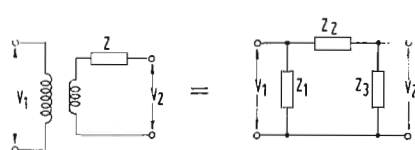
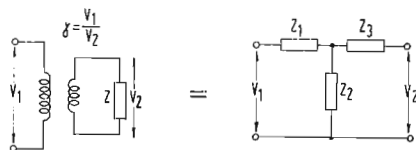



Fig. 4 - Tipico circuito applicativo.

Fig. 5 - Circuito equivalente della rete di adattamento.

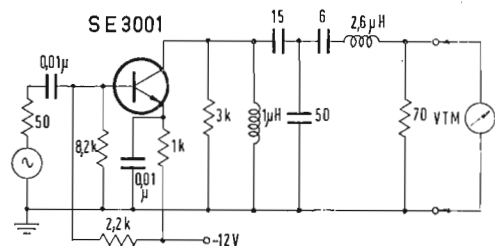
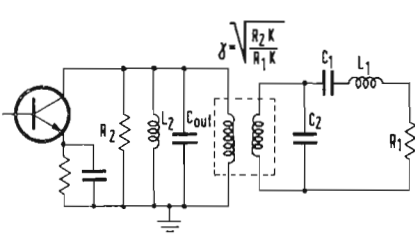
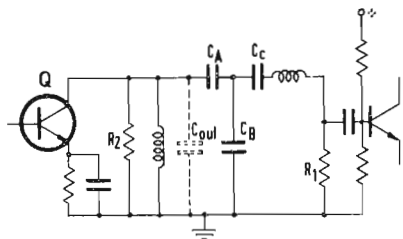



Fig. 6 - Stadio amplificatore a 43 MHz.

Fig. 7 - Banda passante a 43 MHz.

transistore che migliora di circa 6 dB rispetto al valore assoluto.

Ai fini di avere una riflessione agli estremi banda, che migliori la risposta e la disequalizzazione in banda passante, calcoliamo gli elementi per una impedenza più alta di chiusura (R_2) ed un'impedenza parallelo più bassa in ingresso.

Tenendo conto che $Z_{ing} \sim R_2$ e $Z_{out} \simeq R_1$ per una riflessione di circa 3 dB (Ref. 4)

$R_{2k} = 2\ \text{k}\Omega$

$R_{1k} = 100\ \Omega$

Dando la nota simbologia:

$$L_{1k} = \frac{R_1}{\pi \cdot W} \simeq 5{,}3\ \mu\text{H}$$

$$C_{1k} = \frac{W}{4\pi f_0^2 R_{1k}} \simeq 2{,}55\ \text{pF}$$

$$L_{2k} = \frac{W R_{2k}}{4\pi f_0^2} \simeq 0{,}515\ \mu\text{H}$$

Calcoliamo C_{2k} per l'impedenza $R_{1k} = 100\ \Omega$

$$C_{2k} = \frac{1}{\pi \cdot W \cdot R_{2k}} \simeq 530\ \text{pF}$$

(100 Ω)

Il rapporto di trasformazione necessario è:

$$\gamma = \sqrt{\frac{R_{2k}}{R_{1k}}} \simeq 4{,}5 .$$

Essendo la rete una semicellula in fig. 5 i valori valgono:

$L_2 = 2\ L_{2k} = 1{,}03\ \mu\text{H}$

$C_1 = 2\ C_{1k} = 5{,}1\ \text{pF}$

$$L_1 = \frac{L_{1k}}{2} = 2{,}65\ \mu\text{H}$$

$$C_2 = \frac{C_{2k}}{2} = 265\ \text{pF}$$

Ricaviamo C_2' sottraendo da C_{2k} la capacità d'uscita del transistore C_{out} (~ 2 pF).

$C_2' = C_2 - \gamma^2\ C_{out} \simeq 225\ \text{pF}$.

Scomponiamo C_2' (fig. 4) in 3 condensatori a T realizzanti il trasformatore di rapporto γ:

$$C_A = \frac{C_2'}{\gamma\,(\gamma - 1)} = 14{,}5\ \text{pF}$$

$$C_B = \frac{C_2'}{\gamma} = 50\ \text{pF}$$

$$C_c' = -\frac{C_2'}{\gamma - 1} = -65\ \text{pF}$$

Riducendo $- C_c'$ e C_1 otteniamo il valore di C_c (fig. 4)

$$C_c = \frac{C_c'\ C_1}{C_c' - C_1} = 6{,}1\ \text{pF}$$

L'amplificatore completo provato è mostrato in fig. 6. Il guadagno di potenza è superiore a 20 dB mentre la banda passante è in fig. 7.

4. - CONCLUSIONI

Da quanto esposto appare evidente quanto sia utile poter operare trasformazioni dei livelli di impedenza mediante la scomposizione a « T » o « Π » potendosi realizzare trasformazioni molto precise mantenendo inalterate le funzioni di trasferimento. In più è possibile, nelle forme più complesse risparmiare uno o più componenti se si scelgono rapporti di trasformazione tali da cancellare, con i valori negativi risultanti dallo sviluppo, altrettanti valori identici positivi di reattanze in gioco, sostituendo ad esse cortocircuiti o aperture a secondo si operi serie o parallelo.

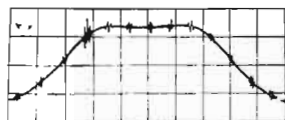
5. - BIBLIOGRAFIA

[1] *Linear Network Design and Synthesis*, CHEN, Mc Graw Hill.

[2] *Comunicazioni a grandi distanze*, POSSENTI.

[3] *Electromechanical Trasducers and Wave Filters*, W. P. MASON, Van Nostrand Co.

[4] *Theorie der Linearen Welchselstromschaltungen*, W. CAUER, Berlin, 1954.

A

dott. ing. Paolo Quercia

I moltiplicatori di frequenza a diodi varactor

(parte seconda di due parti)

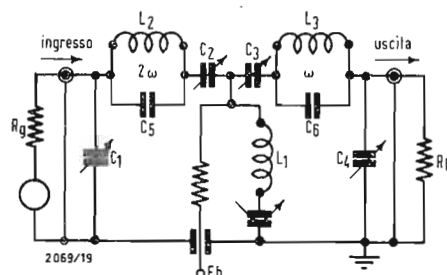



Fig. 11 - Duplicatore di frequenza

7. - CONSIDERAZIONI DI PROGETTO

Le relazioni fondamentali, conosciuta la frequenza di ingresso e l'ordine di moltiplicazione che si vuole ottenere $n = 2, 3, 4$ sono quelle esprimenti la potenza di ingresso ed il rendimento. Nel caso di un duplicatore $n = 2$ ad esempio si hanno le (30) e (44).

$$P = 1,4.K.10^{-2}\ \omega\ C_t\ V_{BR}^{3/2} \qquad (76)$$

$$= 1 - \frac{10,8\ \omega\ K}{10^{-2}\ V_{BR}^{\frac{1}{2}}}\ \frac{1}{\omega_o\ Q} \qquad (77)$$

Fissato un valore del rendimento e la potenza di uscita che si vuole ottenere risulta condizionata la scelta del diodo, che risulta determinato dai parametri V_{BR}, K, C_t, Q

Esaminando l'espressione di η si vede che il rendimento cresce scegliendo diodi aventi tensioni V_{BR} il più alto possibile.

Convengono anche i diodi aventi valori alti di Q.

Fissato V_{BR}, e Q determinando in tal modo il valore di η, la potenza P che si vuole ottenere determina il valore di C_t, cioè il valore della capacità misurata alla tensione di prova K.

Valori più grandi di P, a parità di V_{BR}, portano a valori di C_t più elevati.

Alcune volte conviene, scelto il diodo, calcolare i parametri che caratterizzano il circuito, fissata la frequenza di ingresso ω e la frequenza di uscita $n\ \omega$; $n = 2, 3, 4$.

Esempio:

Si voglia calcolare un circuito duplicatore di frequenza essendo la frequenza di entrata $f = 125$ MHz.

Il diodo scelto è caratterizzato dai seguenti parametri:

$V_{BR} = 165$ V

$C_t = 43,7$ pF

$K = 4$ V

Q (4 V, 50 MHz) $= 115$

$\omega_o = 2\pi\ 50.10^6$ frequenza alla quale viene definito il valore di $Q = 115$ per $K = 4$ V cui corrisponde $C_t = 43,7$ pF.

La frequenza di taglio risulta

$f_t = f_o\ Q$

$f_t = 50.10^6.115 = 5750$ MHz

Il circuito è quello di fig. (11).

Il filtro di ingresso $L_2\ C_5$ è costituito da un circuito antirisonante accordato alla frequenza $2\ \omega$ impedisce la circolazione di correnti a tale frequenza Il filtro di uscita $L_3\ C_6$ anche esso antirisonante, è accordato alla frequenza ω ed impedisce la circolazione di corrente a tale frequenza. Il circuito, di ingresso e di uscita, insieme con la capacità del varactor deve essere risonante.

Ponendo:

$$L_1 = \frac{1}{2}\ \frac{V_{BR}^{\frac{1}{2}}}{K C_t\ \omega} \qquad (78)$$

$$C_5 = \frac{K^2/2\ C_t}{3\ V_{BR}^{\frac{1}{2}}} \qquad (79)$$

$$C_6 = \frac{K^2\ C_t}{3\ V_{BR}^{\frac{1}{2}}} \qquad (80)$$

si ottiene appunto la risonanza.

I condensatori C_1, C_2, C_3, C_4 servono ad adattare l'impedenza di ingresso e di uscita del duplicatore.

Il progetto di massima si imposta valendosi delle relazioni teoriche riportate.

Applicando la (30) si calcola la potenza di ingresso necessaria per ottenere un pilotaggio sufficiente

$P = 1,4.K.10^{-2}\ \omega\ C_t\ V_{BR}^{3/2}$

sostituendo i valori numerici alle lettere si ottiene

$P = 1,4.4.10^{-2}.6,28.125.10^6.43,7.10^{-12}$
$165^{3/2} = 4,25$ W

Applicando la (44) si calcola il rendimento η

$$\eta = 1 - \frac{10,8 \cdot \omega \cdot K}{V_{BR}^{\frac{1}{2}}}\ \frac{1}{\omega_o}$$

$$\eta = 1 - \frac{10,8 \cdot 6,28 \cdot 125 \cdot 10^6 \cdot 4}{165^{\frac{1}{2}}} \cdot$$

$$\cdot \frac{1}{6,28 \cdot 50 \cdot 10^6 \cdot 115} = 0,927 = 92,7\%$$

La potenza perduta si calcola con la (41)

$P_{per} = 0,152\ K^2 \cdot C_t\ \omega^2\ V_{BR}\ 1/\omega_o\ Q$
$= 307$ mW

La potenza perduta è un elemento fondamentale per calcolare i limiti di dissipazione consentiti dal diodo. Il problema della limitazione della dissipazione massima, è analogo a quello per i transistor ed i semiconduttori in genere. Le relazioni fondamentali sono riportate nell'Appendice 1.

La tensione di polarizzazione si calcola con la (33):

$E_b = 0{,}342\ V_{BR} = 0{,}342 \cdot 165 = 56{,}2$ V

La impedenza di ingresso e di uscita si calcola con la (34)

$$R_i = R_L \simeq \frac{77 \cdot 10^{-2} \cdot V_{BR}^{\frac{1}{2}}}{K^2\ \omega\ C_t} =$$

$$= \frac{77 \cdot 10^{-2} \cdot 165^{\frac{1}{2}}}{16 \cdot 2\,\pi \cdot 125 \cdot 10^{6} \cdot 43{,}7 \cdot 10^{-12}} = 18\ \Omega$$

Tale valore risulta generalmente differente dall'impedenza del generatore e quella dell'utilizzatore.

Occorre quindi procedere ad un adattamento. A tale scopo sono previsti i condensatori C_1, C_2, C_3, C_4.

Le correnti I_1 e I_2 si calcolano con la (29)

$I_1 = I_2 = 0{,}39\ KC_t\ \omega\ V_{BR}^{\frac{1}{2}} =$
$= 675$ mA.

Il valore delle correnti I_1 e I_2 servono anche a calcolare le potenze perdute negli elementi lineari del circuito. Le perdite di tali elementi possono essere valutate tramite il Q dei singoli elementi attraversati da tali correnti. Tali perdite vanno sommate a quella del diodo calcolate con la (41) con conseguente diminuizione del rendimento di duplicazione.

Per il circuito studiato il rendimento di duplicazione per le perdite del solo diodo è del 92,7%.

Le perdite calcolate dovute al circuito portano il rendimento a 77%. Tale calcolo non è riportato.

Per completare il progetto del circuito si calcolano la (78) (79) e (80):

$$L_1 = \frac{1}{2}\ \frac{V_{BR}^{\frac{1}{2}}}{KC_t} =$$

$$= \frac{1}{2}\ \frac{165^{\frac{1}{2}}}{4 \cdot 43{,}7 \cdot 10^{-12}} = 59\ \text{nH}$$

$$C_5 = \frac{K^2/2\ C_t}{3\ V_{BR}^{\frac{1}{2}}} =$$

$$= \frac{8 \cdot 43{,}7 \cdot 10^{-12}}{3 \cdot 165^{\frac{1}{2}}} = 9{,}1\ \text{pF}$$

$$C_6 = \frac{K^2\ C_t}{3\ V_{BR}^{\frac{1}{2}}} =$$

$$= \frac{16 \cdot 43{,}7 \cdot 10^{-12}}{3 \cdot 165^{\frac{1}{2}}} = 18{,}2\ \text{pF}$$

Scostamenti tra i valori calcolati teoricamente e i valori ottenuti praticamente.

I circuiti moltiplicatori, nella realizzazione pratica, devono essere messi a punto per il massimo rendimento che rimane però generalmente inferiore ai valori calcolati.

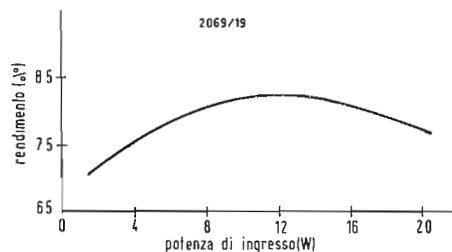



Fig. 12 - Rendimento in funzione della potenza di ingresso

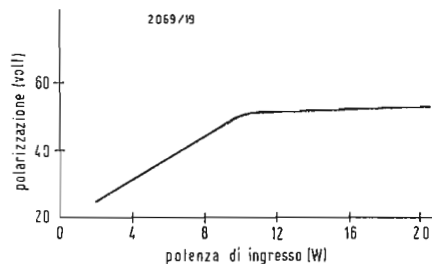



Fig. 13 Tensione di polarizzazione ottima in funzione della potenza di ingresso

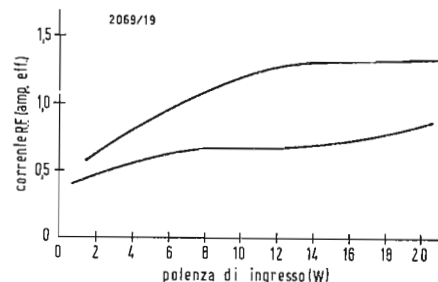



Fig. 14 - Ampiezza della corrente a RF in un duplicatore 125-250 MHz

I vari parametri che si ottengono dopo la messa a punto differiscono spesso dai valori calcolati.

Riferendoci al circuito esaminato precedentemente, dopo una accurata messa a punto, il rendimento che si ottiene è del 75%, rispetto al 77% teorico (paragrafo 8). Tale valore è molto vicino a quello calcolato.

Variano fortemente l'impedenza di ingresso che da 18 Ω (paragrafo 8) scende a 7,5 Ω, l'impedenza di uscita che sale a 26,7 Ω rispetto ai 18 Ω teorici, la tensione di polarizzazione ottima è di 32 V invece dei 56,2 V calcolati e si manifesta il passaggio di una corrente diretta di 85 μA.

La corrente a frequenza fondamentale è 1,5 volte superiore a quella calcolata (l'impedenza di ingresso è infatti inferiore), mentre la corrente a frequenza doppia è 0,82 volte quella calcolata. Il rapporto ottimo fra la corrente a frequenza fondamentale e quella doppia è circa 2 : 1.

Il manifestarsi della corrente diretta indica che il diodo viene pilotato nella regione di conduzione positiva.

Un diodo generalmente portato nella regione di conduzione positiva manifesta una azione rettificante.

Alle alte frequenze tuttavia, tale azione rettificatrice si perde per effetto della giunzione che rimane essenzialmente capacitiva. I varactor per moltiplicazione di frequenza possono essere pilotati nella regione di caratteristica positiva fino alla tensione di contatto Φ (0,6 V per il silicio). Nel tratto di pilotaggio positivo, le cariche spinte verso

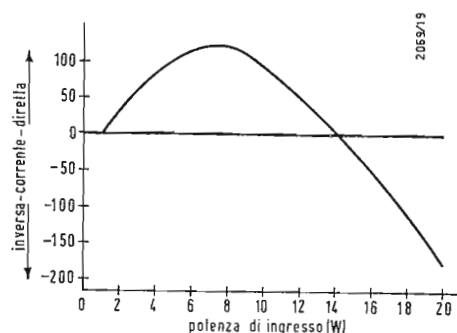



Fig. 15 - Corrente media attraverso il diodo in funzione della potenza di ingresso

la giunzione devono essere eliminate nel semiciclo di segno opposto senza che nel tempo intercorrente tra un semiperiodo e l'altro si manifestino fenomeni di ricombinazione.

Tale effetto viene chiamato « iniezione di capacità » e permette di aumentare notevolmente la variazione di capacità che si può ottenere con quel diodo limitandosi alla zona negativa.

L'aumento della variazione di capacità, entrando nella zona di caratteristica positiva, permette di aumentare la potenza in gioco rispetto al valore calcolato.

Nelle figg. 12, 13, 14, e 15 sono riportate le curve caratteristiche riassuntive del duplicatore descritto, per potenze di ingresso variabili fra 1 e 20 W. Si può osservare che si ottiene il massimo rendimento con circa 12 W di potenza di ingresso che è circa tre volte il valore ottenuto con il calcolo.

8. - CIRCUITO TRIPLICATORE. SCHEMA ELETTRICO, TARATURA (3).

In fig. 16 *a* è riportato lo schema di un triplicatore di frequenza capace di erogare una potenza di 10 W su di un carico adattato a 450 MHz, assorbendo una potenza di 20 W a 150 MHz. Il circuito di ingresso è costituito da un filtro di banda accordato alla frequenza di ingresso. I due circuiti del filtro di banda sono costituiti dal gruppo C_1 L_1 e L_2 C_3 V_1 accoppiati tramite il condensatore C_2. La potenza di ingresso viene portata alla bobina L_1 tramite accoppiamento trasformatorico che facilita l'adattamento di impedenza all'ingresso.

Il circuito idler, accordato alla seconda armonica, cioè a 300 MHz, è costituito dal gruppo L_3 C_4 V_1. Il circuito di uscita, accordato alla frequenza di triplicazione di 450 MHz è costituito dal filtro di banda costituito dai gruppi L_4 C_5 V_1 ed L_5 C_7 accoppiati tramite il condensatore C_6.

La potenza di uscita, a 450 MHz, viene prelevata dalla bobina L_5 mediante un accoppiamento trasformatorico che facilita l'adattamento di impedenza all'uscita.

Si deve notare che il varactor fa parte di tutti e tre i circuiti fondamentali del moltiplicatore.

La resistenza R_1 produce una tensione di autopolarizzazione che risulta applicata al diodo varactor.

Il circuito triplicatore risulta quindi totalmente passivo. La autopolarizzazione tende ad adattarsi ad ampie variazioni della potenza di ingresso ed anche alle piccole variazioni sempre presenti nelle caratteristiche in corrente continua fra i cristalli del medesimo tipo, rendendo più facile la messa a punto del circuito dopo la sostituzione del cristallo.

Nel circuito sono presenti dodici elementi che devono essere regolati per ottenere il massimo rendimento, la larghezza di banda e prevenire uscite spurie:

a) con C_2 e C_6 regolati alla minima capacità, portare in risonanza a 150 MHz mediante un grid dip, regolando L_1 C_1 e L_2 C_3, il filtro di banda del circuito di ingresso.

b) Portare in risonanza a 300 MHz il circuito idler L_3 C_4.

c) Accordare il filtro di banda di uscita a 450 MHz regolando L_4 C_5 e L_5 C_7.

d) Dopo queste regolazioni iniziali bisogna montare il banco di misura di fig. (17).

Controllare, con un frequenzimetro ad assorbimento che la frequenza di ingresso sia effettivamente a 150 MHz e quella di uscita sul rivelatore sia a 450 MHz. Tale prova è necessaria perché è facile accordarsi ad un armonica superiore.

L'uscita di terza armonica, sotto sweppata, deve essere visibile sull'oscillografo e deve essere portata al massimo regolando C_1, C_3, C_4, C_5 e C_7. Sull'oscillografo comparirà la curva di risposta del triplicatore, con una certa banda passante.

e) Arrestato lo sweep sul centro banda, usando un indicatore di potenza direzionale, ritoccare i condensatori C_1, C_2, C_3 del filtro di ingresso per ottenere il minimo r.o.s. (1)

f) Reinserendo lo sweep, ritoccare C_5, C_6, C_7 onde ottenere la massima banda passante.

Una curva tipica di risposta è quella di fig. 16 *b*).

g) Verificare il rendimento di moltiplicazione, che se risulta basso, indica una regolazione errata su di una armonica superiore.

Bisogna notare che essendo il moltiplicatore molto sensibile, al pilotaggio per il buon funzionamento, è necessario che nelle ultime verifiche, il gruppo pilota sia quello definitivo previsto.

In fig. 16 *c*) si vede la disposizione costruttiva del circuito.

9. - ULTERIORI CONSIDERAZIONI DI PROGETTO

Dopo un calcolo preventivo, che porta ad una soluzione approssimata del problema, in fase realizzativa è opportuno, tenere conto di alcune considerazioni:

a) La tensione di polarizzazione negativa del diodo deve essere minore di quella calcolata. In molti casi si adotta la autopolarizzazione che porta ad una maggiore stabilità di funzionamento.

b) Il diodo deve essere soprapilotato nella regione di polarizzazione positiva con scorrimento di corrente diretta. Il valore di tale sovrapilotaggio dipende dalla frequenza e dal diodo.

Un eccessivo pilotaggio porta ad una eccessiva rumorosità.

(1) L'adattamento può ovviamente essere ottenuto anche con un altro sistema

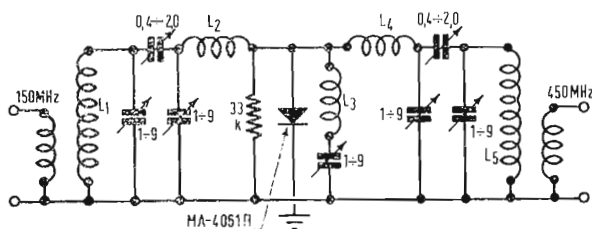
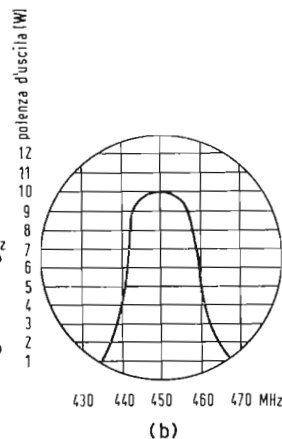



Fig. 16 a - Circuito triplicatore
Fig. 16 b - Potenza di uscita (W)

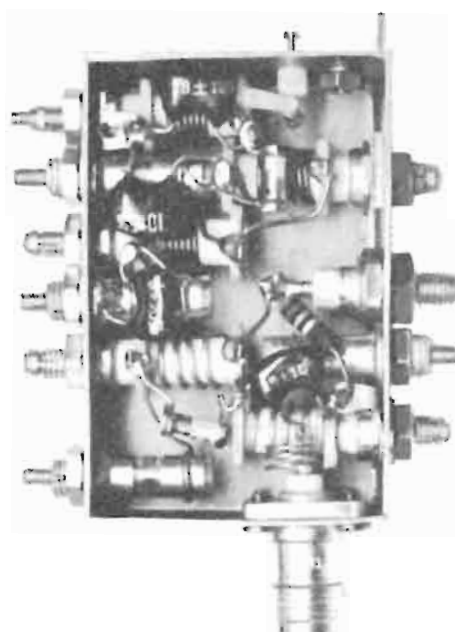



Fig. 16 c - Gruppo pilota

c) La impedenza di ingresso deve essere possibilmente minore rispetto al valore calcolato. La impedenza di uscita deve essere più grande.

d) Il diodo prescelto deve avere la più piccola capacità compatibile con il valore progettato.

e) Il rendimento di moltiplicazione dipende fortemente dal circuito in cui è inserito il diodo. È necessario che gli adattamenti del circuito di ingresso e di uscita siano particolarmente curati.

10. - LARGHEZZA DI BANDA

Nel caso che al moltiplicatore sia applicata una modulazione, è necessaria che i circuiti del moltiplicatore presentino una larghezza di banda sufficiente.

In un circuito duplicatore si può ottenere senza difficoltà una larghezza di banda del 10 %.

È opportuno, per favorire l'aumento della larghezza di banda, adottare all'ingresso e all'uscita circuiti a filtro di banda sovraccoppiati o simili avendo cura di mantenere le perdite di inserzione particolarmente basse per non diminuire il rendimento.

La ripidità dei fianchi della curva di risposta deve essere sufficientemente ripida per sopprimere le armoniche indesiderate.

Nel caso che il sistema di moltiplicazione comprende diversi stadi, la larghezza di banda diminuisce all'aumentare del numero degli stadi.

La diminuizione della banda dipende dalla realizzazione del circuito di accoppiamento fra i singoli stadi.

11. - MODULAZIONE DEI MOLTIPLICATORI DI FREQUENZA A VARACTOR. SPURIE DI MOLTIPLICAZIONE

I moltiplicatori a varactor, tenendo conto della larghezza di banda ottenuta, possono essere modulati di frequenza di fase, ad impulsi e di ampiezza.

11.1. – Modulazione di frequenza.

La deviazione di frequenza presente in un segnale risulta moltiplicata per l'ordine di moltiplicazione per cui è progettato l'apparato.

Ad esempio:

100 MHz frequenza di ingresso
96 ordine di moltiplicazione [2]
9600 MHz frequenza di uscita

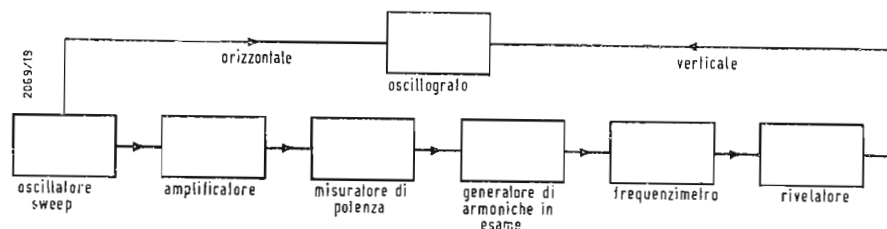



Fig. 17 - Disposizione delle apparecchiature di prova e di messa a punto

[2] Evidentemente ottenibile in più stadi.

Supponiamo che la frequenza di ingresso subisca, sotto modulazione, una deviazione ± 1 MHz, con una frequenza di ripetizione di 100 kHz.
La frequenza di uscita a 9600 MHz, sarà modulata in frequenza di ± 96 MHz (1 MHz di deviazione moltiplicato l'ordine di moltiplicazione che è 96).
La frequenza di ripetizione di 100 kHz con cui viene deviata la frequenza rispetto a quella centrale, non subisce alcuna moltiplicazione.
L'uscita risulta ancora una modulazione di frequenza con frequenza di ripetizione inalterata, ma con una deviazione di frequenza ed indice di modulazione molto più elevato. La larghezza di banda di ogni singolo stadio di moltiplicazione deve essere sufficiente per non avere all'uscita distorsioni e presenza contemporanea di modulazioni di frequenza e di ampiezza.

11.2. – Modulazione di ampiezza.

È necessario ricordare che il moltiplicatore a varactor è un dispositivo essenzialmente non lineare e la potenza di uscita non è generalmente proporzionale alla potenza di ingresso.
Quanto detto caratterizza il comportamento dei moltiplicatori sotto modulazione. Risulta quindi che difficilmente si potrà ottenere una modulazione senza distorsione.

T	spire prim.	spire sec.	ø	ø
T1	5	2	2 mm.	1"/4
T2	5	1 1/2	2mm	1"/4
T3	4 1/2	1 1/2	2mm.	1"/4
T4	4 1/2	1	2[illegible]	1"/4

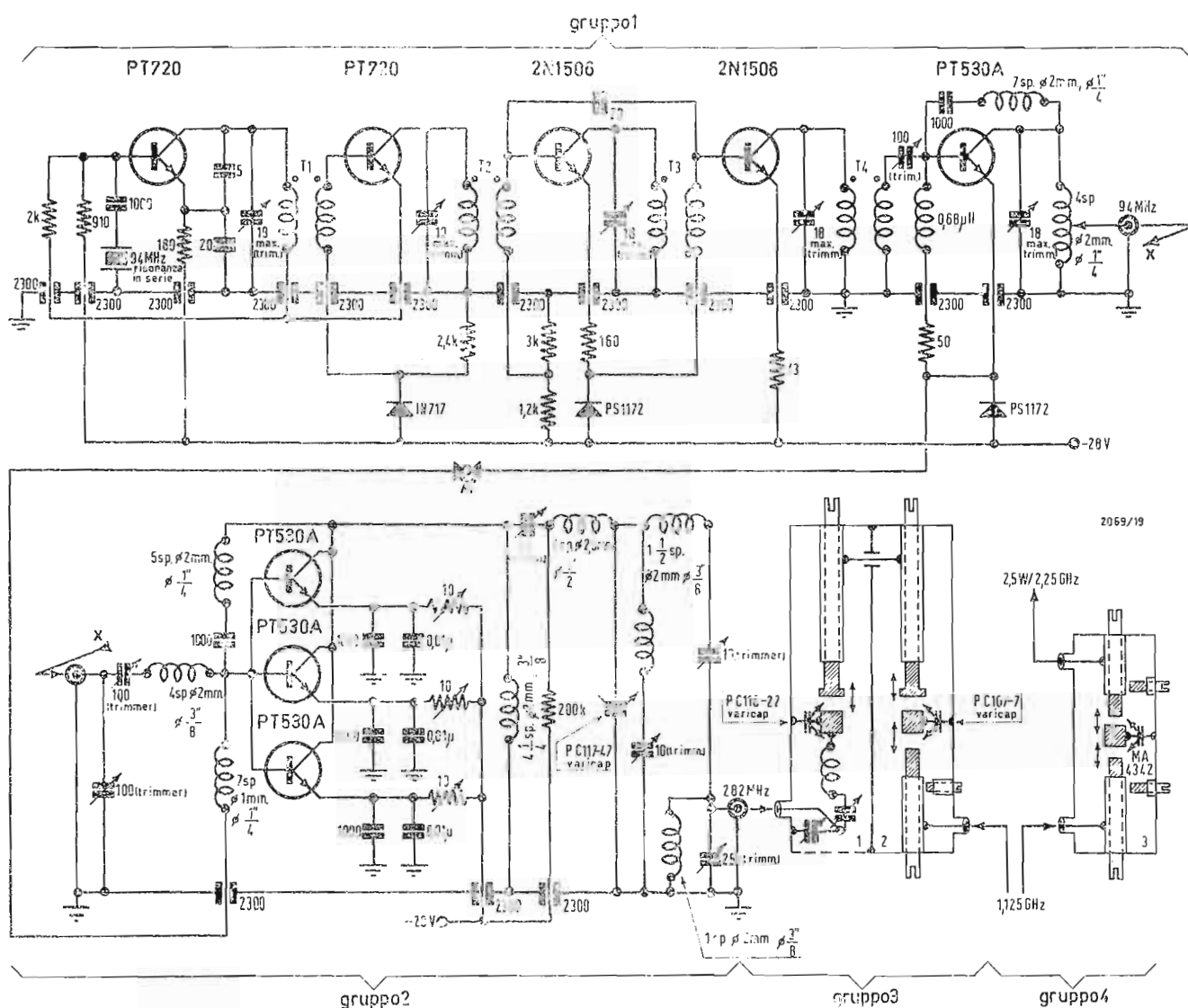



Fig. 18 - Schema completo di un moltiplicatore da 94 MHz a 2,25 GHz

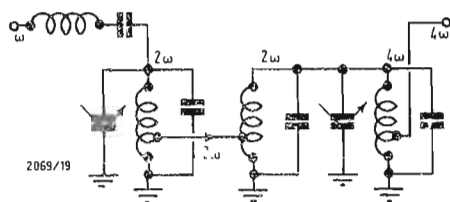



Fig. 19 - Circuito equivalente delle due cavità

Si può ottenere generalmente una buona modulazione della gamma di frequenze vocali.
Il comportamento sotto modulazione varia molto da un moltiplicatore all'altro. Si ha un peggioramento aumentando gli stadi di moltiplicazione e la ampiezza del segnale modulante. La polarizzazione del diodo giuoca un ruolo molto importante sulla distorsione. Una regola pratica consiste nel mantenere, per una bassa distorsione, la polarizzazione ad un quinto della tensione di break-down.

11.3. - Modulazione ad impulsi.
La modulazione ad impulsi può essere considerata come un caso particolare della modulazione di ampiezza. Sotto modulazione si notano delle distorsioni nel fronte di salita e di discesa degli impulsi.

11.4. - Spurie.
Quando il segnale di ingresso è costituito da più frequenze, il segnale di uscita contiene un numero molto elevato di frequenze spurie dovute all'effetto di mixaggio sul varactor a causa della sua caratteristica non lineare.
Fissando un ordine di moltiplicazione n, supponendo due frequenze di ingresso f_1 ed f_2, in uscita si avranno frequenze spurie dell'ordine: nf_1, nf_2, $nf_1 \pm 2f_2$, $nf_2 \pm f_1$.
Desiderando in uscita una frequenza pura il segnale di ingresso deve essere esente da un contenuto di armoniche. ([3])
Nei moltiplicatori pluristadi è necessario interporre dei filtri che tagliano le armoniche non desiderate, che altrimenti si possono ritrovare, anche a livello abbastanza forte, in uscita.
Supponiamo ad esempio di avere due stadi quadruplicatori in cascata, senza interporre filtri opportuni tra il primo ed il secondo. Può accadere che all'ingresso del secondo stadio si presenti, oltre la quarta armonica (utile), piccoli valori di terza e di quinta armonica.
All'uscita del secondo quadruplicatore oltre alla sedicesima armonica (utile) piccoli valori di terza e di quinta armonica.
All'uscita del secondo quadruplicatore oltre alla sedicesima armonica (utile) si avranno, se pure a basso livello, la quindicesima e la dodicesima armonica.
Queste armoniche spurie possono essere eliminate, all'uscita solo con molta difficoltà.

12. - RUMORE

Studi sul comportamento in banda S ed X dei diodi varactor come moltiplicatori riguardo alle modulazioni di rumore AM ed FM sulla portante, hanno mostrato la loro superiorità rispetto ai klystron, rendendoli preferibili in quelle applicazioni, come ad es. nel radar doppler, in cui è fondamentale un elevato rapporto segnale disturbo.
Il rumore presente all'ingresso di un moltiplicatore viene moltiplicato di frequenza e generalmente amplificato formando bande laterali sulle armoniche.
L'adozione dell'autopolarizzazione del diodo tende a diminuire quest'effetto.

13. - APPENDICE 1

Sono riportate alcune relazioni pratiche che permettono di progettare agevolmente un circuito moltiplicatore. Tali relazioni non sono state dedotte per via puramente teorica, ma rispecchiano anche il comportamento effettivo di un circuito nel caso, molto comune, in cui l'impedenza del generatore e del carico sia 50 Ω. [7]

13.1. - Condizioni iniziali:
$z_g = z_l = z_u = 50\ \Omega$
$F_c > 10\ F_u$
z_g = impedenza del generatore
z_l = impedenza del carico
F_c = frequenza di taglio del diodo
F_u = frequenza di uscita

13.2 - Potenza di ingresso massima:
$P_{(max)} = K V_{BR}^{2)} F_{in} C_{min}$
$K = 5$ nella gamma VHF decrescendo all'aumentare della frequenza. In banda X vale $\simeq 0,2$.
V_{BR} = tensione di breakdown
F_{in} = frequenza di ingresso
C_{min} = Capacità del diodo alla tensione di prova indicata dal costruttore.

13.3. - La potenza di ingresso condiziona la tensione di breakdown del diodo:
$V_{BR} \simeq 38 \sqrt{P_{in}}\ (\mathrm{W})$

13.4. - La potenza massima dissipabile del diodo a temperatura di ambiente: $T_{amb}\ (°C)$
$P_{s\,(max)}\ (\mathrm{W}) =$

$$= \frac{T_{j\,(max)}\ (°C) - T_{am}\ (°C)}{R_{Tj-a}\ (°C \cdot W)}$$

R_{TJ-a} = resistenza termica del varactor
T_{Jmax} = temperatura massima che può sopportare la giunzione.
Dalla relazione riportata si vede che il problema della dissipazione è uguale a quello che si ha nei transistor ed in tutti i semiconduttori in genere. [6]

13.5. - Le perdite di conversione L dipendono dal grado di moltiplicazione n:
a) per $n \leq 10$ $L_{db} = n$
b) per $n > 10$ $L_{db} = n + [\frac{1}{2}(n - 10)]$ ([4])

13.6. - La capacità minima C_t che deve avere il diodo, definito alla tensione di specifica K, deve essere:

$$C_t\ (V = K)\ (\mathrm{pF}) \simeq \frac{0,3}{F_{in}\ (\mathrm{GHz})}$$

per $n > 5$

$$C_t\ (V = K)\ (\mathrm{pF}) \approx \frac{0,3}{F_{in}\ (\mathrm{GHz})}$$

per $n \leq 5$
essendo
F_{in} = frequenza di ingresso del moltiplicatore in GHz.

14. - APPENDICE 2

Riferendoci a quanto detto nel paragrafo 2, riportiamo in fig. 18 lo schema

---

( ) Occorre accertarsi che il generatore adoperato sia effettivamente idoneo in tal senso.

( ) Un'altra regola pratica lega la perdita di conversione con la frequenza di taglio del varactor prescelto. La perdita di conversione in dB è uguale alla variazione di frequenza che si ha tra ingresso ed uscita nella moltiplicazione, espresso in percento, della frequenza di taglio del diodo. Esempio: Un quadruplicatore da 1 a 4 GHz viene realizzato con un varactor avente 150 GHz di frequenza di taglio. La variazione di frequenza fra uscita ed ingresso è: 4 - 1 = 3 GHz corrispondente a

$$\frac{3}{150} = \frac{1}{50} = 0,02 = 2\%.$$

La perdita di conversione risulta quindi di 2 dB circa a cui vanno aggiunti 0,5 ÷ 1 dB per tener conto di molteplici cause secondarie.

completo di un moltiplicatore da 94 MHz a 2,25 GHz.
Il transistor Q_1 genera una frequenza a 94 MHz controllata a cristallo.
I transistor Q_2, Q_3, Q_4 costituiscono degli stadi amplificatori con emettitore comune in disposizione convenzionale.
I transistor Q_1 Q_2 Q_3 inseriti in parallelo, costituiscono un amplificatore di potenza a 94 MHz.
L'uscita da tale stadio, a 94 MHz viene inviata al primo moltiplicatore della catena, precisamente un moltiplicatore che porta la frequenza da 94 MHz a 282 MHz.
Il gruppo L_5 C_5 costituisce il circuito idler accordato alla frequenza 2.94 = 188 MHz.
Il circuito serie L_6 C_6 è accordato alla frequenza 3.94 = 282 MHz. Analogamente il circuito in parallelo L_7 C_7.
All'uscita del triplicatore a 282 MHz il segnale entra in un quadruplicatore realizzato con elementi coassiali con uscita a 1128 MHz e quindi in un ulteriore duplicatore che porta la frequenza a 1128·2 = 2256 MHz.
È interessante esaminare i due moltiplicatori coassiali. La frequenza a 282 MHz, tramite il circuito in serie posto nell'interno del conteuitore stesso, viene portata al varactor. Di tale circuito non sono forniti i valori poichè deve deve essere messo a punto per via sperimentale.
Il circuito di uscita, in parallelo accordato alla frequenza di 564 MHz è costituito da un circuito $\lambda/4$ con possibilità di accordo mediante regolazione del pistone centrale, lo spostamento del quale fa variare la capacità fra la testa del pistone ed il supporto del varactor. La frequenza duplicata a 564 MHz viene prelevata mediante una presa posta verso il corto circuito della cavità, quindi a bassa impedenza.
Tale presa accoppia il circuito di ingresso in $\lambda/4$ a 564 MHz della seconda cavità e fornisce tale frequenza al varactor. La frequenza di 564 viene duplicata 1128 MHz e raccolta nel circuito di uscita pure in $\lambda/4$ accordata appunto a 1128 MHz. L'uscita, a bassa inpedenza è effettuata tramite presa.
La cavità 3 è analoga alla cavità 2 e moltiplica la frequenza da 1128 MHz a 2256 MHz.
Uno schema equivalente delle due cavità è visibile in fig. 19.

15. - BIBLIOGRAFIA.

1. M. E. Hines «Microwave Pover Sources Using Varactor Harmonic Generation», *Microwave Journal*, April 1963.
2. G. Luettgenau J. Williams Myalura, Pacific Semiconductor Inc. A practical approach to the design of parametric frequency multipliers.
3. Varactor Harmonic Generation, *Microwave Associates*, 1962
4. Livschiz, Rabilovitch, Buzel: «Moltiplicatori di frequenza con capacità non lineare a giunzione *p-n* brusca» (in russo). *Radiotecnica i electronica*, n. 12 1963.
5. Sylvania Varactor for Harmonic Generator Applications.
6. Motorola Power Transistor Handbook.

A.

Il Sig. Laurence A. Curry nuovo direttore per la pubblicità della SGS

È entrato in funzione a Birmingham un centro di servizio per elaborazioni elettroniche

È entrato in funzione presso il Centro Elettronico di Birminghar . gestito dalla Computer Services Ltd., l'Univac 1107, elaboratore elettronico di grande potenzialità a memoria pellicolare, il primo modello del genere installato in Gran Bretagna, il quinto già in funzione in Europa.
Il Sistema opera in collegamento con tre Univac 1004 installati presso la stessa Computer Services.
Con l'attuale suo potenziamento, il Centro di Birmingham è divenuto il più attrezzato e potente tra i Centri di servizio per elaborazioni elettroniche di tutta l'Europa.
Di grande significato ed importanza per la Computer Services Ltd., è stata anche l'attivazione di un centro di elaborazione a Shannon in Irlanda, la cittadina famosa per il suo grande aeroporto internazionale. Tale centro conta clienti perfino dalla costa atlantica degli Stati Uniti.
L'Univac 1107 ora istallato presso il Centro comprende una memoria della capacità di 65.536 «parole» con un tempo medio di accesso di 4 microsecondi, una memoria di massa della capacità di circa 5 milioni di caratteri, ad accesso casuale, nonchè unità di lettura e registrazione a nastri magnetici.
Tra i mezzi di programmazione disponibili vanno annoverati i compilatori Fortran IV, Algol 60, Cobol 61, APT III (per il controllo numerico delle macchine utensili), il Pert-Cost e la programmazione del 1107. Oltre a ciò vi è anche una estesa libreria di programmi per lavori tecnici e scientifici costituita dall'Univac stesso e da vari utenti del 1107.
Fra questi, un linguaggio di simulazione sviluppato presso il Centro norvegese di calcolo, i sistemi di reperimento delle informazioni e di calcolo di matrici su grande scala, sviluppati in Germania, nonchè le applicazioni alla ricerca matematica in cui si è specializzata l'Università di Parigi. *(i.s.)*

dott. ing. Alessandro Banfi

Il sistema di televisione a colori Telefunken PAL presentato alla stampa tecnica internazionale

La conferenza stampa svoltasi a Berlino durante il convegno della Telefunken per la TV a colori PAL.

Nei primi giorni dello scorso mese di febbraio, sono stati invitati presso la sede centrale della Telefunken a Berlino, una quarantina di giornalisti della Stampa Tecnica Elettronica per assistere ad una presentazione-discussione sul sistema di televisione a colori PAL elaborato dal Dr. Walter Bruch. Questa iniziativa si ricollega all'intensa attività di prove sperimentali che si stanno effettuando da alcuni mesi in molte nazioni europee (inclusa l'Italia) allo scopo di addivenire alla scelta di un sistema unificato.

Come è ormai noto, i sistemi concorrenti sono tre:

Il sistema NTSC americano; il sistema PAL tedesco; il sistema SECAM francese.

Il sistema NTSC è stato adottato ufficialmente dagli U.S.A. più di dieci anni or sono e si è rivelato efficiente e funzionale pur essendo affetto da alcuni inconvenienti d'esercizio pratico.

Il sistema PAL deriva fondamentalmente dal sistema NTSC, ma con alcune varianti e modifiche in ricezione, che ne sopprimono gli inconvenienti accennati, in modo da rendere semplice e facile l'uso del televisore a colori da parte dell'utente.

Il convegno di Berlino, organizzato dalla Telefunken, aveva pertanto lo scopo di illustrare e dimostrare il comportamento tecnico del sistema PAL.

Il creatore di tale, sistema Dr. Walter Bruch, ha illustrato con interessanti dimostrazioni pratiche le caratteristiche del PAL nei confronti del NTSC, rispondendo alle numerose domande rivoltagli dai tecnici giornalisti, sia in merito al comportamento specifico del sistema circa le trasmissioni di TV a colori, sia nei confronti degli altri due sistemi NTSC e SECAM.

L'interesse della Stampa tecnica sull'argomento della TV a colori è ovviamente grandissimo inquantochè siamo alla vigilia di una riunione degli organismi internazionali U.E.R. e O.I.R.T. (a Vienna in marzo-aprile prossimi) ove si dovrebbe addivenire ad una decisione comune circa il sistema di TV a colori da adottarsi in Europa.

Diciamo « dovrebbe » perchè malgrado l'intento palese di tale riunione, non sembra si sia ancora raggiunto un possibile accordo di preferenza di uno dei tre sistemi.

È evidente che oltre a precisi e ben definiti motivi tecnici, la scelta è influenzata e condizionata da notevoli influssi economici e politici.

La posta in giuoco è molto grossa ed un accordo comune non è facile.

Ecco perchè i tecnici responsabili di ciascuno dei tre sistemi in lizza si prodigano nell'illustrare i meriti e vantaggi del proprio sistema rivolgendosi tramite la stampa tecnica al pubblico dei tecnici che stanno ansiosamente seguendo le vicende della battaglia per la TV a colori.

La recente iniziativa Telefunken a Berlino va pertanto inquadrata in questa appassionante disputa condotta peraltro con la massima correttezza e competenza tecnica.

L'Antenna ha già pubblicato due articoli del Dr. Bruch (Gennaio 1964 e Agosto 1964[1]) sul sistema PAL: ritorneremo prossimamente sull'argomento in un articolo sugli ultimi sviluppi di tale sistema. *A.*

Il Dr. Walter Bruch nel laboratorio Telefunken di Hannover per la televisione a colori PAL.

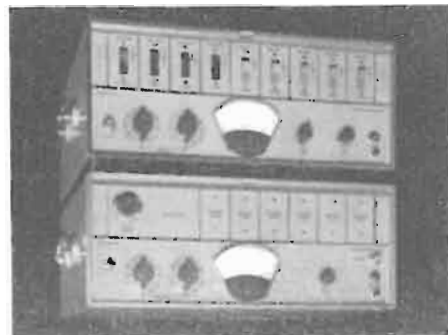
(1) W. Bruch, Sistemi di televisione a colori - Panorama dei sistemi NTSC, SÉCAM e PAL.
W. Bruch, Circuiti di demodulazione per ricevitori di TV a colori, sistema PAL.

La Hewlett-Packard introduce una nuova linea di prodotti nucleari

I nuovi strumenti -hp- utilizzano in gran parte circuiti con componenti allo stato solido ormai collaudati nei contatori di fr queza,

Nel corso della recente Mostra dell'Atomo tenutasi a S. Francisco, sono stati presentati i primi strumenti della nuova linea di prodotti — hp— destinati ad applicazioni specificamente nucleari. Questi apparecchi, che comprendono una larga gamma di strumenti per spettrometria a scintillazione, saranno inizialmente prodotti dagli stabilimenti della Ditta a Palo Alto, in California.
Mr. David Packard nel corso di una conferenza stampa ha fatto notare come per molti anni la Hewlett-Packard abbia già fornito l'industria atomica di prodotti ausiliari, come sistemi di registrazione e di trasformazione dei dati.
Adesso finalmente, usando molti degli elementi circuitali ormai collaudati che stanno nei nostri apparati di misura, siamo in grado di offrire nuove versioni progredite di alcuni degli strumenti più basilari per la ricerca atomica e l'ingegneria nucleare » — ha commentato Mr. Packard — « Siamo convinti di poter portare un rilevante contributo all'industria atomica non soltanto con l'introduzione di nuovi strumenti, ma offrendo a questa clientela i servizi della nostra organizzazione ».
Mr. Packard ha poi fatto osservare come la Hewlett-Packard abbia una rete di 26 laboratori di manutenzione negli Stati Uniti e ben 16 laboratori all'estero (tra cui due in Italia) a costituire un'organizzazione di assistenza che non trova confronti tra i più noti produttori di strumenti nucleari.
Si prevede che i primi strumenti per applicazioni nucleari saranno in produzione verso la metà del 1965. Sono stati mostrati quattro nuovi tipi di rivelatori a scintillazione, tre nuove scale con pre-selezione, base dei tempi e discriminatore, alimentatori ad alta tensione ed altri apparecchi per spettrometria manuale od automatica. Nonostante l'applicazione principale di questi apparecchi sia la spettrometria di raggi gamma, essi possono essere usati per ricerche su altri tipi di radiazioni, possono funzionare separatamente, combinati assieme come analizzatore monocanale di ampiezza di impulsi, o come componenti di sistemi.
In molte applicazioni, gli strumenti del tipo che la Hewlett-Packard ha presentato potranno essere usati come blocchi base per più complessi sistemi di analisi. La Ditta ha annunciato che in futuro sarà in grado di fornire completi sistemi di elaborazione dei dati combinando i nuovi prodotti con i già esistenti prodotti della Divisione Dymec.
I nuovi strumenti utilizzano in gran parte circuiti con componenti allo stato solido ormai da lungo collaudati nei contatori di frequenza Hewlett-Packard. I controlli sono stati enormemente semplificati per un facile impiego e un'immediata lettura, i dati sono presentati sia sotto forma numerica in linea che in codice binario. Potranno essere usati perforatori di nastro, perforatori di schede e registratori a nastro magnetico per l'immediata elaborazione dei dati in calcolatrici.
La Hewlett-Packard è una delle maggiori ditte costruttrici di strumenti elettronici e scientifici. La Direzione si trova a Palo Alto, in California; la produzione ha luogo in dodici stabilimenti tra i quali due in Europa ed uno in Giappone. I dipendenti sono oltre settemila. Per informazioni sui nuovi prodotti, rivolgersi alla Hewlett-Packard Italiana, con sede a Milano e Filiale a Roma. (*hp*)

Un nuovo complesso di misura con rumore bianco

La Marconi Instruments Limited, St. Albans, Inghilterra, ha introdotto un nuovo complesso di misura con rumore bianco, interamente transistorizzato, tipo OA 2090, studiato per prove su linee in cavo e ponti radio a più canali con capacità fino a 2700 canali, e rispondente alle raccomandazioni del C.C.I.R. Il complesso si compone di due unità ed è di dimensioni e peso notevolmente inferiori a quelli dei suoi predecessori.
In impianti a più canali è essenziale che per ogni canale siano mantenuti al minimo i disturbi di intermodulazione dovuti al traffico negli altri canali. Questa diafonia è prodotta principalmente dalle distorsioni non lineari e di fase, ed è udibile come un disturbo simile al rumore di fondo, che è valutato mediante una misura del rapporto potenza di rumore.
Il complesso di misura Marconi funziona in base ai seguenti principi: si applica all'impianto un segnale di rumore bianco avente larghezza di banda e livello di potenza adatti, che simula con grandissima approssimazione un impianto telefonico a più canali funzionante a pieno carico. Fra la sorgente di rumore bianco e l'impianto viene interposto un filtro con una banda di arresto molto stretta, producendo così un canale a riposo. Un ricevitore sintonizzato sul canale a riposo viene usato per confrontare con il segnale originario nel canale il livello di rumore prodotto dall'intermodulazione delle componenti del rumore bianco occupante il resto della banda di frequenza.
Il generatore di rumore impiega come sorgente di rumore uno speciale diodo a semiconduttori, e vi si possono inserire fino a nove unità filtri rapidamente intercambiabili, comprendenti sia i filtri di limitazione di banda che i filtri di eliminazione di banda. Le unità filtri sono munite di commutatori con levette di comando contraddistinte da colori diversi, e la posizione di tutti i filtri nel circuito si trova prima del controllo della potenza; i limiti della banda di rumore e le

Un nuovo complesso di misura con rumore bianco, tipo OA 2090.

posizioni delle « fessure » vengono così selezionati con una semplice manovra di commutatori, mentre il livello di potenza di riferimento viene tenuto sotto continuo controllo. La potenza applicata all'impianto è regolabile mediante un attenuatore all'uscita.
L'unità ricevitore è predisposta per l'uso di frequenze fisse che possono raggiungere il numero di sei, ed impiega anche essa unità filtri intercambiabili, che corrispondono alle frequenze dei filtri arresta-banda del generatore. Un attenuatore di entrata è graduato in modo tale che il rapporto potenza di rumore in dB può leggersi direttamente. *(m.i.)*

Rapporto sull'affidamento dei micrologici: 50 milioni di ore; nessun cedimento

La SGS-Fairchild informa che il Laboratorio Strumentazione del Massachusetts Institute of Technology (USA), nel quadro delle ricerche per il programma spaziale americano Apollo (allunaggio e ritorno alla terra), ha condotto prove di vita in condizioni operative sui Micrologici Fairchild per più di 50 milioni di ore per unità, senza che si verificasse il cedimento di alcun dispositivo.
Thomas H. Bay, Direttore Commerciale della Fairchild Semiconductor (USA), ha aggiunto: « Molti altri circuiti integrati di questo tipo vengono attualmente sperimentati nel corso di prove di affidamento eseguite da altri clienti e da noi stessi. A tutt'oggi, abbiamo accumulato più di 71 milioni di ore per elemento. Da tutte queste prove di vita in condizioni operative risulta una cifra di caduta cumulativa pari al solo 0,0032% per 1000 ore a un livello di fiducia del 90% ».
I microcircuiti planari al silicio in prova sono normali Micrologici 903 epitassiali (elementi di porta a tre ingressi). *(sgs)*

Nuovi contributi allo studio dei venti solari esposti al Congresso tedesco di fisica a Düsseldorf

Il Congresso tedesco di fisica 1964, tenuto a Düsseldorf ed al quale hanno partecipato 2400 studiosi tedeschi e di altre nazionalità, è stato sede di dibattiti di interesse generale.
Sulla situazione attuale della scienza nella Repubblica federale tedesca il Prof. Bolke, Presidente della Federazione delle associazioni tecniche e scientifiche, ha lamentato il difetto di interessamento degli ambienti ufficiali tedeschi, mentre il Prof. Bopp, Presidente della Società tedesca di fisica, citando le parole del Ministro per la ricerca scientifica inglese, Lord Hailsham, pubblicate nel libro « *Scienza e politica* », secondo le quali non esiste al presente per l'Inghilterra alcun altro mezzo per sopravvivere all'infuori di quello di prepararsi a sostenere la concorrenza straniera e di tentare di superare gli altri Stati nella ricerca fondamentale, ha richiamato l'attenzione sulla opportunità di adottare un analogo atteggiamento anche in Germania, ove, invece, per esempio, i Ministri dell'istruzione dei « Land » — secondo gli accordi di Saarbruck — hanno reso facoltative le materie scientifiche durante gli ultimi due anni di studio nelle scuole secondarie. Con ciò, non è stato favorito certamente l'avviamento dei giovani verso la carriera scientifica, come già dimostrano le statistiche. Non soltanto i politici sono insensibili alle ragioni della scienza se perfino alcuni eminenti fisici, lavorando lontano dall'insegnamento, si sono dichiarati favorevoli ad una riduzione dei corsi universitari di fisica a soli otto semestri complessivi, laddove la maggioranza dei professori di fisica teorica stimano del tutto irrealizzabile una siffatta riduzione.
Nel campo delle novità scientifiche il Dott. Reimar Luest, Direttore dell'Istituto Max Plank per la fisica e l'astrofisica, ha trattato di un tema che avrebbe certamente suscitato la più sincera incredulità soltanto pochi anni addietro: secondo le sue ricerche la Terra è esposta all'azione di venti solari che si propagano ad una velocità pari a nove volte quella del suono. L'onda d'urto che si produce allorchè i venti investono il campo magnetico terrestre alla quota di qualche raggio terrestre, è analoga a quella che si riscontra nel volo supersonico dei reattori e che dà origine ad una fragorosa detonazione.
Osservando la forma delle comete, il Dott. Luest aveva rilevato che solitamente la coda è divisa in due parti di cui una si comporta come se fosse investita da una corrente proveniente dal Sole.
Le osservazioni sono state perfezionate dalle sonde spaziali Lunik II e III, Explorer X, Mariner II. Soprattutto le esperienze della NASA hanno mostrato che detti venti hanno una velocità di 300-800 km/s ed una temperatura di circa 100.000 °C e che sono costituiti da un plasma di elettroni e protoni di densità di qualche protone per cm², inferiore cioè al vuoto terrestre quasi perfetto. Il Dott. Luest ha condotto alcune esperienze dirette producendo, a diverse altitudini, mediante il lancio di missili, nubi di plasma ed ha posto i fondamenti di una teoria dell'emissione del vento solare che si fonda su considerazioni astrofisiche, aerodinamiche ed acustiche. *(i.s.)*

P. J. W. Jockems

La tecnica di lega per diffusione nella fabbricazione di transistori per RF*

La frequenza più elevata sulla quale un transistor può fornire un guadagno ragionevole dipende, fra le altre cose, anche dalle sue dimensioni: più alta è la frequenza tanto minori devono essere le dimensioni del transistor. La fabbricazione di transistor destinati a funzionare sui 100 MHz e oltre, impone un severo controllo dimensionale dei vari elementi costitutivi, che nel caso della base presentano uno spessore dell'ordine del micron. Tali condizioni sono ampiamente rispettate valendosi del processo di preparazione detto di lega e diffusione già ben noto da tempo per la fabbricazione di transistor per frequenze inferiori.
La medesima tecnologia è stata sperimentata con successo per pervenire alla preparazione — nell'ambito della microminiaturizzazione — di un amplificatore completo a tre stadi, incorporato in un singolo cristallo di germanio.

(*) Da *Revue Technique Philips*, vol. 24, n. 9., 1962-63, pag. 300.

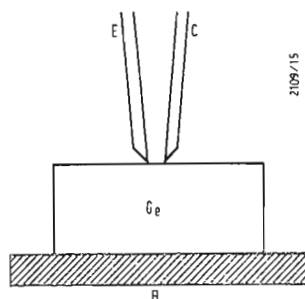



Fig. 1 - Rappresentazione schematica di un transistore a punte di contatto. *Ge* è il cristallo di germanio, *E* l'emettitore e *C* il collettore; *B* infine rappresenta il contatto di base.

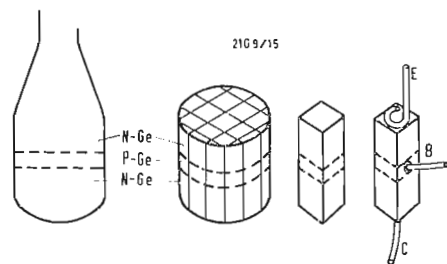



Fig. 2 - Le varie fasi di fabbricazione di transistori mediante il metodo dell'accrescimento progressivo. Si procede formando una giunzione *P-N* ed una giunzione *N-P* in un grosso monocristallo durante l'estrazione di quest'ultimo dal bagno di fusione (a sinistra), e dividendo successivamente la parte centrale del cristallo contenente le giunzioni, in un gran numero di transistori sui quali vengono fissati i fili di collegamento ai vari elettrodi.

È NOTO che i primi transistori ottenuti in laboratorio ed inizialmente diffusi sul mercato erano del tipo così detto a *punte di contatto* e consistevano di una sottile pastiglia di germanio cristallino sulla quale erano a contatto due sottili fili conduttori separati (nei punti di contatto) da una distanza non superiore a 50 μ (fig. 1). Un conduttore agiva da emettitore, l'altro da collettore, mentre il cristallo medesimo fungeva da base. I tentativi intrapresi per chiarire il funzionamento di tale tipo di transistori (tentativi che, tuttavia, non hanno ancora a tutt'oggi condotto ad una spiegazione completamente soddisfacente del fenomeno) posero però in evidenza alcuni fatti che sono utilmente serviti per l'impostazione della teoria sulle *giunzioni P-N* pubblicata nel 1948 dal Shockley dei laboratori Bell, cui pure dobbiamo la descrizione della struttura e delle proprietà del *transistore a giunzione*. Tutti i transistori realizzati a partire da tali considerazioni teoriche hanno dimostrato di possedere tutte le proprietà ad essi attribuite in sede teorica. È veramente un grande vantaggio che la teoria dei transistori a giunzione poggi su basi così seriamente stabilite, poichè la sua conoscenza consente di definire quali siano le possibilità di attribuire ad un transistore le caratteristiche desiderabili per una determinata applicazione.

Praticamente tutti i transistori oggi fabbricati sono del tipo a giunzione. Essi consistono di un blocchetto di materiale monocristallino, generalmente germanio o silicio, a forma di disco o di cilindretto contenente nella sua struttura le regioni *P* ed *N*. Onde attuare le diverse funzioni che essi sono chiamati ad esplicare ora nei radioricevitori, ora nei circuiti di commutazione, nei dispositivi di calcolo, ecc., i transistori devono soddisfare a differenti esigenze concernenti la gamma delle frequenze di funzionamento, la massima potenza dissipabile e così via. Il soddisfare a tali esigenze conduce naturalmente a delle differenziazioni delle dimensioni fisiche del semiconduttore e in quelle di alcune proprietà delle regioni *P* ed *N* che lo compongono, in particolare la resistenza specifica ed il modo di montaggio del cristallo. Per citare un esempio in proposito, i transistori concepiti per dissipare delle potenze notevoli devono presentare una struttura adatta ad un montaggio che consenta il miglior contatto termico nei confronti dell'elemento di fissaggio.

Numerosi tentativi sono stati dedicati alla ricerca ed al perfezionamento dei metodi che consentono la formazione delle giunzioni *P-N* nella struttura del materiale monocristallino, permettendo contemporaneamente di sottoporre le caratteristiche e la geometria di dette regioni ad un rigoroso controllo. Daremo appunto inizio al presente arti-

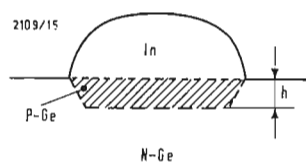



Fig. 3 - Con il metodo di lega, una giunzione P-N viene formata su germanio di tipo N utilizzando dell'indio come elemento accettore. In questa e nelle figure seguenti, il tratto interrotto esterno rappresenta una giunzione P-N, mentre quello interno un contatto elettrico normale.

Fig. 4 - Aspetto, in sezione, di un transistore realizzato per lega.

colo con l'esaminare sommariamente alcuni di questi metodi, inizialmente elaborati per la produzione di transistori funzionanti su frequenze inferiori ai 10 MHz. È ovvio che per adattare questi stessi metodi alla preparazione di transistori funzionanti su frequenze superiori, è stato indispensabile apportarvi alcune migliorie. Ci occuperemo in dettaglio di una delle tecniche più perfezionate in questo particolare settore, che è stata messa a punto presso i laboratori di ricerca della PHILIPS e rappresenta una particolare versione del noto procedimento di *lega e diffusione*; essa viene impiegata già da alcuni anni per la produzione in serie di differenti tipi di transistori destinati comunque a funzionare su frequenze fino a 200 MHz.
Si osservi che la tecnica di preparazione per lega si è dimostrata altresì assai efficace nella preparazione dei così detti *circuiti solidi* che attuano, come è noto, la possibilità di estrema miniaturizzazione dei circuiti elettronici tradizionali. A questo proposito accenneremo anche, a titolo di esempio, alla realizzazione sperimentale di un amplificatore a tre stadi a circuito solido.

1. - METODI DI PREPARAZIONE DELLE GIUNZIONI *P-N* E DEI TRANSISTORI A GIUNZIONE

1.1. - Aggiunta di impurità durante la formazione del cristallo

I primi metodi impiegati nella preparazione dei transistori a giunzione tendevano alla formazione della giunzione P-N durante la stessa fase di crescita del monocristallo. Procedendo con questo metodo, il materiale di partenza è germanio o silicio fuso, con l'aggiunta di un elemento *donatore* (Sb, As o P); naturalmente un cristallo ricavato da un materiale fuso sotto le predette condizioni è di tipo N. Aggiungendo tuttavia al bagno di fusione — ad un istante prestabilito — un elemento *accettore* (Ga, In o B) in quantità sufficiente onde attuare una concentrazione di accettori superiore alla concentrazione di donatori, si modifica lo sviluppo del cristallo e lo si trasforma parzialmente in tipo P.
Quando si impiega il metodo suddetto (detto anche di accrescimento progressivo) la seconda fase di sviluppo del cristallo, vale a dire quella che dà origine ad una struttura di tipo P, viene prolungata fino ad ottenere una « base » di spessore voluto. Al bagno di fusione viene quindi aggiunta una quantità sufficiente di donatori per dar nuovamente inizio allo sviluppo del materiale di tipo N. Terminato il processo, un gran numero di transistori possono ottenersi per successivi tagli del cristallo risultante (fig. 2). L'operazione successiva per ottenere il transistore completo consiste nel fissare gli appositi conduttori sulle regioni di emettitore, di base e di collettore.

La fabbricazione dei transistori ha compiuto un notevole passo avanti allorchè è stato possibile mettere a punto dei metodi che consentissero la formazione delle giunzioni P-N successivamente alla completa crescita del cristallo di germanio o di silicio.
Solo allora divenne possibile suddividere a posteriori un blocco omogeneo di materiale in vari cristalli di dimensioni convenienti e realizzare, in un secondo tempo, le giunzioni P-N su tali elementi più piccoli.

1.2. - Il metodo di lega

Si tratta di un metodo largamente utilizzato che consente di produrre delle giunzioni P-N nella struttura di un cristallo omogeneo di germanio. Si può dare inizio all'operazione di formazione partendo sia dal germanio di tipo P, sia dal germanio di tipo N. In questo secondo caso, si procede depositando sulla superficie del cristallo una piccola quantità di un elemento accettore — normalmente indio — e riscaldando ad una temperatura di 500 o 600°C.
Poichè il suo punto di fusione è situato intorno ai 150°C, l'indio si liquefa, mentre il germanio (il cui punto di fusione è di circa 950°C) resta allo stato solido. In questo modo l'indio fuso si scioglie alla superficie del germanio e penetra parzialmente nel materiale solido (zona tratteggiata di fig. 3). La quantità di germanio « drogata » è evidentemente proporzionale alla quantità di indio disponibile ed alle reciproche caratteristiche di solubilità dei due elementi.
L'indio fuso cessa di penetrare nel materiale solido quando quest'ultimo è completamente saturo. Esistono diversi metodi per consentire che tale penetrazione sia uniforme e regolare, uno dei quali consiste nell'applicare l'indio su una particolare faccia del cristallo di germanio. Scegliendo opportunamente la superficie di contatto, la quantità di indio e la temperatura del processo è inoltre possibile controllare la profondità di penetrazione dell'indio medesimo (h in fig. 3). Quando il sistema si raffredda, la solubilità del germanio nei confronti dell'indio, diminuisce e la porzione di germanio interessata ricristallizza. Tale porzione contiene quindi, indio in deboli tracce sufficienti, tuttavia, per fare di essa una regione di buona conduzione P. Il processo ha dunque conclusione con la formazione di una giunzione P-N.
Valendosi della tecnica illustrata è possibile realizzare un transistore, determinando la formazione della lega germanio/indio su i due lati di una piastrina di germanio (fig. 4). La base del transistore è costituita in questo caso dal germanio originale di tipo N situato fra le due regioni di tipo P ottenute con il processo di lega. Generalmente si attribuisce alla regione di collettore una superficie leggermente superiore rispetto a quella di emettitore, onde consentire

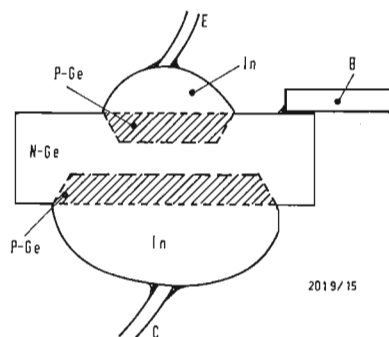
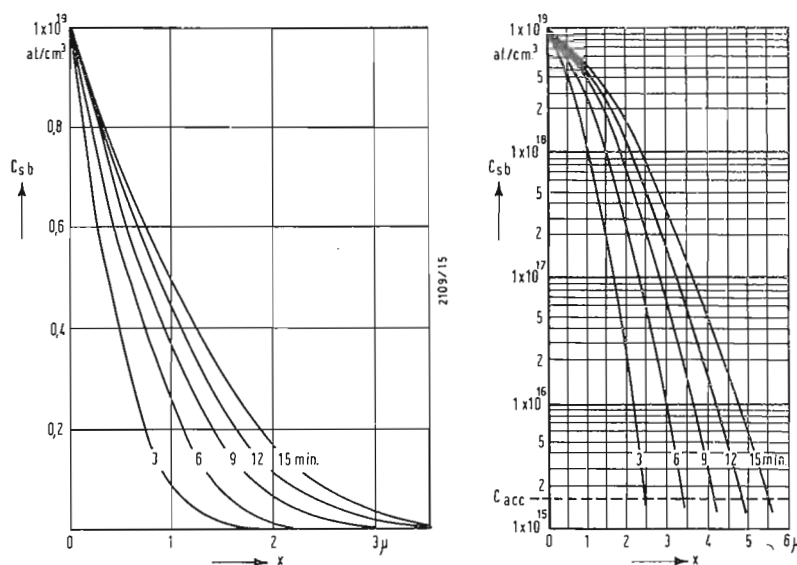



Fig. 5 - I grafici illustrano il processo di diffusione nel germanio dell'elemento donatore *Sb*. Il germanio viene riscaldato a 780°C in atmosfera di vapori di Sb mantenuti in equilibrio con Sb allo stato solido portato ad una temperatura di 600°C. Nel diagramma di sinistra la scala di concentrazione è lineare, mentre è logaritmica in quello di destra.

Fig. 6 - Varie fasi di fabbricazione di un transistore per alta frequenza per stadi separati di diffusione e lega. *a*) Diffusione di un donatore (Sb o As) nel cristallo di germanio di tipo *P*. *b*) Rimozione dello strato *N* conseguentemente formato dalla superficie inferiore del cristallo. c) Realizzazione della regione di emettitore e del contatto di base con il processo di lega. *d*) Fissaggio dei fili conduttori agli elettrodi. *e*) Aspetto del transistore completato; le dimensioni indicate sono in micron e corrispondono a quelle di un modello previsto per funzionare su una frequenza massima di 100 MHz.

a *tutti* i portatori di cariche minoritarie provenienti dall'emettitore, di raggiungere senza alcuna dispersione il collettore e di ricombinarsi sulla faccia opposta del cristallo, apportando un utile e completo contributo al funzionamento del transistore.
Un grande vantaggio associato al metodo di lega è la notevole facilità con cui è possibile saldare i fili di connessione ai vari elettrodi del semiconduttore, in particolare all'emettitore ed al collettore, data la presenza in superficie dell'indio.

1.3. - Il metodo di diffusione

Un secondo metodo che permette di realizzare delle giunzioni di tipo *N* su un cristallo già formato si fonda sul principio di attuare la diffusione di un elemento accettore in un cristallo di tipo *N* o, reciprocamente, di quella di un donatore in un cristallo di tipo *P*. Generalmente gli elementi donatori diffondono assai più rapidamente, nel germanio, degli accettori; nel silicio invece, avviene il contrario. La fig. 5 mostra, a titolo di esempio, come l'elemento donatore antimonio diffonde nel germanio *P* portato ad una temperatura di 780 °C. La giunzione *P-N* si forma nel momento in cui la concentrazione di donatori è uguale alla concentrazione di accettori.
Quello di diffusione è un processo lento che, scegliendo tuttavia opportunamente la temperatura ed i tempi, consente il preciso controllo dello spessore degli strati formati. Per tale ragione esso è particolarmente adatto alla formazione di giunzioni assai sottili.

2. - TRANSISTORI PER FREQUENZE ELEVATE

Quanto più elevata è la frequenza alla quale un transistore deve fornire un guadagno ragionevole, tanto più piccoli sono i valori accettabili per le diverse capacità presenti nella sua struttura, vale a dire quella di diffusione e quelle relative alla barriera di collettore e di emettitore. Un metodo, per ottenere delle piccole capacità, consiste nel ridurre le dimensioni del transistore. Delle dimensioni assai ridotte sono invero una caratteristica dei transistori adatti per frequenze elevate; per esempio, un transistore previsto per consentire una ragionevole amplificazione su frequenze prossime ai 100 MHz deve possedere una base di spessore appena superiore a qualche micron. Poichè la corrente di base fluisce *lateralmente* in questo strato, è evidente che una base sottile non favorisce l'attuazione di una bassa resistenza di base, desiderabile invece nei transistori per alta frequenza. Occorre precisare che non è possibile pervenire alla realizzazione di transistori destinati a funzionare su frequenze superiori ai 10 MHz valendosi del metodo di lega precedentemente descritto. Non è infatti una impresa facile quella di controllare la profondità di penetrazione delle regioni di emettitore e di collettore (vedi fig. 4) con sufficiente precisione per poter raggiungere con sicurezza una valore riproducibile di qualche micron nello spessore della regione *N*, compresa fra l'emettitore ed il collettore; le differenze fra i valori nominali di spessore della piastrina e le due profondità di penetrazione si ri-

Fig. 7 - Situazione nella struttura di un transistore ottenuto per lega e diffusione subito dopo il raggiungimento della temperatura di 780°C in corrispondenza della quale ha luogo il processo.

Fig. 8 - Situazione nella struttura di una piastrina di germanio dopo il trattamento di lega e diffusione.

Fig. 9 - Microfotografia di un transistore ottenuto per lega e diffusione e adatto per 100 MHz.

percuotono infatti sullo spessore residuo della base. Un altro aspetto sfavorevole del procedimento di lega è che esso richiede che la profondità di penetrazione sia grande rispetto allo spessore della base, per cui piastrine più sottili di 50 micron non possono essere utilizzate.

Tuttavia, ammesso anche di poter superare le difficoltà indicate, il problema non sarebbe risolto. In un transistore ottenuto per lega, infatti, la resistività del materiale costitutivo della base è sempre notevole rispetto a quella propria della struttura del collettore e ciò conduce a delle esigenze contraddittorie poichè tale resistività deve essere grande per soddisfare ad alcune condizioni e piccola per soddisfare ad altre.

Per superare questo ostacolo bisogna fare in modo che la resistività del materiale costitutivo del collettore sia assai più grande di quella del materiale di base. Ciò è in effetti possibile utilizzando una tecnica di diffusione per produrre la regione di base.

2.1. - Diffusione e lega in fasi distinte

Questa tecnica consiste nel provocare la diffusione di un elemento donatore (Sb o As) in un cristallo di germanio di tipo *P*, il che da origine alla formazione di uno strato di tipo *N* alla superficie inferiore del cristallo, mentre la regione di emettitore (che serve anche da contatto per tale elettrodo) viene attuata per lega insieme al contatto di base. Successivamente, un contatto di collettore, formato per esempio da una lamina di nichel, viene saldato nella parte inferiore del cristallo. Il processo si conclude con il fissaggio dei conduttori agli elettrodi e con l'eliminazione di tutte le parti inutili dello strato diffuso *N*, lasciando sussistere unicamente la superficie della piastrina che contiene la zona attiva del transistore (vedi figura 6). I transistori così realizzati sono noti come a « base diffusa ».

2.2. - Transistori Mesa

Il procedimento precedentemente esposto, sebbene in minor grado, presenta le medesime difficoltà tecnologiche che si incontrano durante la fabbricazione di transistori con il metodo di lega, consistenti nella difficoltà di controllare con estrema precisione il processo di lega onde pervenire alla formazione uniforme di strati di base di larghezza determinata. Tali difficoltà sono dovute in gran parte al fatto che la distanza sulla quale si trasferisce il fronte di lega è assai più grande della larghezza residua che si esige nella base. Con i metodi tradizionali di lega ciò è inevitabile. Esiste tuttavia un'altra tecnica che permette di superare tali difficoltà, consistente nell'attuare il deposito dei materiali interessati al processo di lega, sotto vuoto. In tal caso l'emettitore può essere costituito mediante un deposito di alluminio, mentre il contatto di base tramite un deposito di oro contenente una certa quantità di antimonio. Si perviene in tal modo ad un trascurabile trasferimento di materiale fra gli elementi interessati alla lega, per cui la profondità alla quale penetreranno i fronti di lega si riduce ad una frazione della larghezza residua della base. Diminuiscono conseguentemente anche le irregolarità del fronte di lega precedentemente paventate e necessariamente indesiderabili. I transistori ottenuti con il suddetto procedimento sono detti « mesa ».

2.3. - Transistori a lega e diffusione

Tutte le difficoltà esposte nel corso dei precedenti paragrafi possono essere evitate ricorrendo ad un'altra tecnica nota con il termine di lega e diffusione.

Nei transistori ottenuti mediante questo particolare processo, la caratteristica struttura stratificata del semiconduttore viene attuata nel corso di una unica operazione, realizzandosi contemporaneamente a detta struttura specifica anche le zone di contatto necessarie per un facile collegamento dei condut-

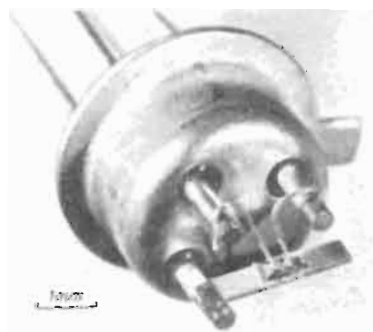



Fig. 10 - Aspetto di un transistore ottenuto per lega e diffusione montato sul proprio zoccolo.

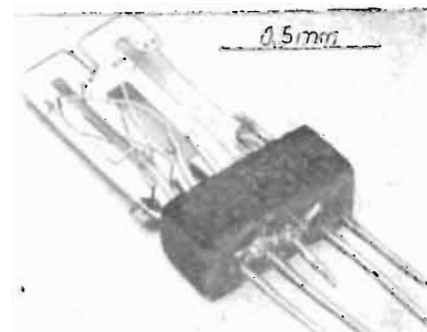



Fig. 11 - Aspetto reale della versione sperimentale dell'amplificatore miniaturizzato ottenuto sotto forma di circuito solido.

Fig. 13 - Il medesimo transistore di figura 10 pronto per l'impiego.

tori agli elettrodi. Questo metodo si presta assai bene alla produzione di serie di transistori dotati di caratteristiche uniformi, funzionanti fino alla frequenza di 200 MHz.

Il materiale di partenza, come già nel caso dei transistori a base diffusa (processo di diffusione e lega) e di transistori mesa, è costituito da piastrine di germanio di tipo *P* la cui resistività si aggira fra 1 e 2 Ω per centimetro. Il processo si svolge con la formazione della giunzione *P-N* fra emettitore e base mediante un procedimento di lega, e con la formazione di quella fra base e collettore con il metodo di diffusione che ha luogo contemporaneamente. La temperatura alla quale detto processo può aver luogo è quella di 780°C. Le figg. 7 e 8 illustrano rispettivamente la situazione di formazione appena raggiunta la temperatura di 780°C e quella della piastrina di germanio subito dopo la conclusione del trattamento.

Le figg. 9, 10 e 13 fanno invece riferimento a tre aspetti reali del semiconduttore costituito.

3. - UN CIRCUITO SOLIDO MICROMINIATURIZZATO

In elettronica, si osserva attualmente una tendenza costante a ridurre le dimensioni sia dei componenti circuitali che degli stessi circuiti completi e contemporaneamente ad aumentare la loro affidabilità con il limitare il numero delle saldature. L'apparizione dei diodi a semiconduttore e dei transistori ha largamente contribuito a sviluppare tale tendenza verso una vera e propria microminiaturizzazione di ogni tipo di dispositivo.

Ciò che viene definito « circuito solido » o « circuito integrato » costituisce una possibilità di pervenire alla microminiaturizzazione nel senso che, in luogo di essere formato da elementi distinti, il circuito solido assume la natura di un monocristallo semiconduttore la cui struttura viene variamente ripartita in resistenze, in condensatori, in diodi ed in transistori.

Le resistenze possono essere formate da una porzione di cristallo di forma, dimensioni e resistività convenienti, mentre i condensatori sono costituiti da giunzioni *P-N* di adeguate dimensioni. Questo sistema consente addirittura di pervenire alla formazione, nella struttura di un unico cristallo, di un circuito praticamente completo capace di una determinata prestazione fra cui l'amplificazione, la rivelazione o rettificazione, la commutazione, la generazione di oscillazioni, e così via. Tutto ciò è possibile valendosi delle tecniche di lega e diffusione di cui abbiamo appena esposto i principi fondamentali. A titolo di esempio, descriveremo ora la realizzazione, a carattere sperimentale, di un amplificatore a circuito solido mediante il metodo di lega e diffusione. Si noti che in questo caso particolare, la possibilità di detta tecnica di consentire la realizzazione di transistori adatti per frequenze elevate, non riveste particolare e specifica importanza. Il circuito in questione, rappresentato in figura 14, è quello di un amplificatore di bassa frequenza a tre stadi. Trascurando di illustrarne il funzionamento, ci limiteremo in questa sede a esporre sommariamente come si sia pervenuti alla sua realizzazione. Si badi che i componenti circuitali esterni al perimetro tratteggiato di figura 14, non sono incorporati nel cristallo, ma a questo associati come elementi distinti.

Il materiale di partenza di questo circuito solido è un monocristallo di germanio nel quale è stata formata una giunzione *P-N* durante la fase di crescita del cristallo medesimo. La porzione di cristallo contenente la giunzione viene successivamente suddivisa in varie parti che vengono a loro volta tagliate secondo il percorso desiderato (fig. 12) mediante uno speciale trapano ad ultrasuoni. È molto importante che la giunzione *P-N* formata durante la fase di crescita venga ad occupare la posizione indicata in figura 12.

Lo strato superficiale rovinato durante le operazioni di taglio viene eliminato tramite un procedimento di smerigliatura e, in corrispondenza delle posizioni

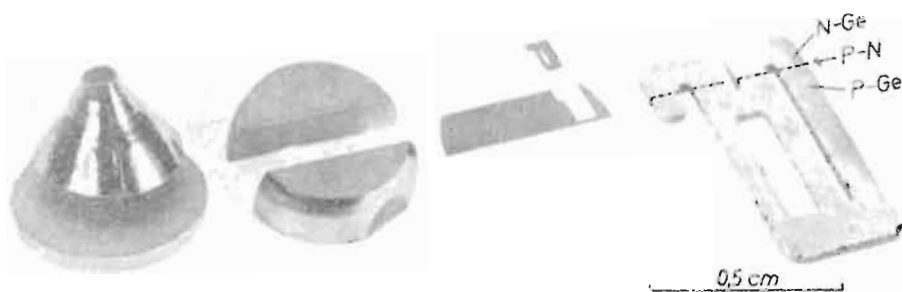



Fig. 12 - Da un cristallo di germanio conglobante una giunzione *P-N* sono prelevate delle piastrine che vengono tagliate secondo una particolare geometria mediante un attrezzo ad ultrasuoni. La giunzione *P-N* deve occupare la posizione indicata nella fotografia ingrandita a destra.

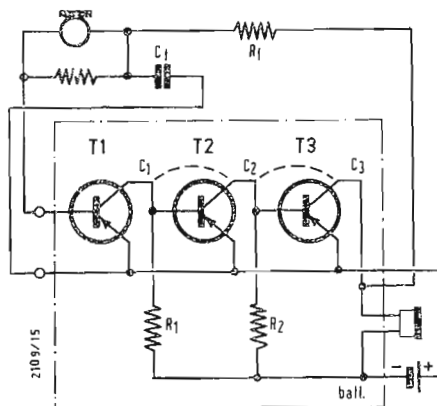



Fig. 14 - Schema elettrico di un circuito amplificatore di bassa frequenza a tre stadi, realizzato sotto forma di « circuito solido » secondo la tecnica di microminiaturizzazione. La parte di circuito delimitata dalla linea tratteggiata è attuata su di un'unica piastrina di germanio. Le linee punteggiate fra C_1 e C_2 e fra C_2 e C_3 indicano i punti di cortocircuito rimossi incidendo la giunzione *P-N* nelle posizioni segnate I, II e III in figura 15.

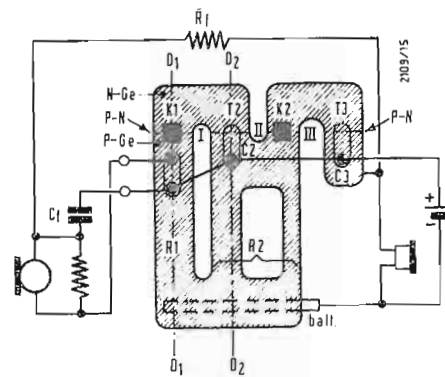
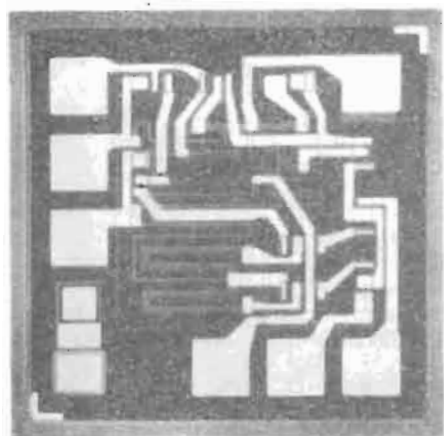



Fig. 15 - Questo schema illustra come il circuito di figura 14 viene realizzato sulla piastrina di germanio.

Microfoto della geometria circuitale dell'amplificatore operazionale µA 702.

indicate in figura 15, vengono formati tre transistori seguendo la tecnica di lega e diffusione. Si perviene alla formazione delle resistenze e dei condensatori operando opportunamente sulle restanti superfici della piastrina, mentre le superfici di isolamento sono ottenute graffiando i punti interessati con una punta di diamante.

Il contatto della batteria di alimentazione (Batt) consiste in una strisciolina di metallo saldata al cristallo di germanio, mentre il collegamento fra gli emettitori si attua collegando con dei sottili conduttori le superfici elettrodiche interessate. In figura 11 è rappresentato l'aspetto del circuito ultimato.

(*L.C.*)

Nuovi diodi raddrizzatori di media potenza

La I.R.C.I. informa da Borgaro Torinese che un nuovo diodo di media potenza ad un prezzo estremamente basso sta per essere immesso sul mercato.

Si tratta del diodo tipo « 20 K » da 20 A per convezione naturale e 40 A per raffreddamento forzato in semplice semionda.

Le tensioni sono fino a 400 V p.i. ed il suo prezzo in lire/watt è il più basso attualmente in Italia.

Si dà per certo una quotazione di circa L. 0,056 al watt, inferiore quindi alla più bassa quotazione del selenio.

Le consegne sul mercato europeo sono già iniziate e si prevede un forte assorbimento anche da parte della Casa madre, la International Rectifier Corporation di El Segundo, California.

(*i.r.*)

La SGS presenta un amplificatore operazionale a larga banda completamente integrato

La piastrina dell'amplificatore operazionale µA 702 posta per confronto di dimensioni vicino a quella di un transistore planare al silicio 2N 1613

La SGS-Fairchild ha annunciato un nuovo amplificatore in continua ad alto guadagno, interamente costruito su di un'unica piastrina di silicio mediante il processo Planare epitassiale. Il nuovo amplificatore, contrassegnato µA 702, è stato progettato per l'impiego quale amplificatore operazionale a controreazione regolabile in calcolatori analogici, in lettori di memorie magnetiche per calcolatori digitali, o in altre applicazioni ove sia richiesto un amplificatore a controreazione utilizzabile da corrente continua fino a 10 MHz.

Le caratteristiche elettriche tipiche del µA 702, con una tensione di alimentazione di + 12 V e — 6 V, sono le seguenti:

Tensione residua d'ingresso 2 mV; corrente residua d'ingresso 0,5 µA; deriva termica 5 µV/°C; impedenza d'ingresso 10.000 Ω; guadagno di tensione (maglia aperta) 2.800; larghezza di banda (maglia aperta) 1,1 MHz; impedenza d'uscita 200 Ω; dinamica d'uscita ± 5 V; dissipazione di potenza 90 mW; gamma operativa di temperature da — 55 °C a + 125 °C.

L'amplificatore è relativamente insensibile alle variazioni della tensione d'alimentazione, e le sue prestazioni sono caratterizzate su di un'ampia gamma di tali tensioni. Il µA 702 offre lo stesso elevato grado di affidamento che è proprio degli elementi micrologici SGS-Fairchild.

(*sgs*)

Luigi Cesone

La compensazione di temperatura nei transistori al silicio*

Una consuetudine altrettanto diffusa quanto sconsigliabile conduce ad utilizzare, nei circuiti equipaggiati con transistori al silicio, il medesimo tipo di compensazione termica valido nel caso di transistori al germanio, e cioè il classico partitore di tensione di base completato da una resistenza collegata in serie con l'emettitore. È tuttavia assai facile dimostrare che una compensazione attuata nel modo suddetto si traduce in effetti in null'altro se non in un aumento fittizio del coefficiente di temperatura, e che tale aumento raggiunge normalmente un rapporto di 10. Partendo da queste considerazioni sul comportamento termico, si constata che, attualmente, e notoriamente nel settore delle applicazioni domestiche, il circuito equipaggiato con transistori al silicio si dimostra, nella maggior parte dei casi, più economico di quello utilizzante invece transistori al germanio.

1. - EFFETTI DELLA TEMPERATURA

Nel caso di un transistore, è opportuno fare una distinzione fra due aspetti fondamentalmente differenti nei confronti del fenomeno termico ad esso associato. Il primo di questi aspetti si concreta in una variazione della corrente inversa relativa alla giunzione base-collettore; questa corrente, infatti, si raddoppia ogni volta che la temperatura aumenta di 8 o 9 °C. Il secondo aspetto, considerato per se stesso, conduce alla condizione che, per mantenere costante la corrente del collettore, occorre diminuire — ogni volta che la temperatura aumenta di 1°C — la tensione emettitore-base di una entità pari a 1,8 mV nel caso di un transistore al germanio, e di 2,1 mV nel caso di un transistore al silicio.

Questi due valori non sono validi, ed è opportuno precisarlo, se non nel caso in cui la corrente inversa base-collettore (altrimenti detta corrente di fuga, residua o iniziale) sia trascurabile. Effettivamente, nella letteratura tecnica, si trova talvolta un valore di 2,5 mV/°C nel caso del germanio. Si tratta in tal caso di un valore approssimativamente cumulativo dei due effetti, valido per una corrente residua media. Poichè tuttavia, nel caso del germanio, tale corrente è soggetta a variazioni assai notevoli da un campione all'altro, una approssimazione così fatta è spesso insufficiente per il caso pratico. Inoltre, essa impedisce di veder chiaramente cosa succeda nel caso di un transistore al silicio.

In effetti, la massima corrente residua, denunciata dai fabbricanti nel caso dei transistori al silicio, è di circa 0,5 μA in corrispondenza della massima tensione di collettore. In pratica, non si utilizza mai il transistore a questa tensione limite, per cui valori dell'ordine dei 10 nA sono quelli normalmente correnti. Ciò significa che, in tutte le normali applicazioni, il valore della corrente residua è assolutamente trascurabile. Non resta dunque che la sola variazione di tensione emettitore-base di cui occorra tenere conto. Onde facilitare i calcoli successivi utilizzeremo il valore arrotondato di 2 mV/°C (invece di 2,1 mV/°C) per individuare questa variazione.

2. - CONTROREAZIONE SERIE MEDIANTE RESISTENZA DI EMETTITORE

Lo schema riprodotto in fig. 1 illustra il circuito di compensazione abitualmente utilizzato nel caso di transistori al germanio. Se si tratta, invece, di un transistore al silicio, l'unico parametro di cui occorra tenere conto è l'effetto dovuto alla sorgente.

Chiamando s la pendenza relativa ad un transistore collegato con emettitore comune, si trova, tenendo conto della controreazione serie, una pendenza apparente $s_s = \dfrac{s}{1 + s R_E}$.

Ammettendo che la corrente che circola nel partitore di tensione R_P, R_T sia superiore alla corrente di base, si trova, per una variazione di corrente di collettore in funzione di una variazione di temperatura ΔT,

$$\Delta I_C = \Delta V_B s_s = \frac{2 \Delta T_s}{1000 (1 + s R_E)} .$$

Notando che per ogni transistore la pendenza è eguale a $35\, I_C$, ed esprimendo la variazione in percentuale per grado centigrado della variazione iniziale di I_C, si perviene finalmente a:

$$\frac{\Delta I_C}{I_C} = \frac{7 \Delta T}{1 + 35\, I_C R_E} \ (\%/°C).$$

Nell'esempio di fig. 1 ($I_C = 1$ mA, $R_C = 1$ kΩ), si trova anche una variazione di corrente di collettore di 0,2%/°C.

3. - ASSENZA DI CORREZIONE

Per valutare la portata reale del risultato che viene ottenuto, non c'è nulla di meglio che confrontarlo al comportamento termico di un circuito come quello illustrato in fig. 2, e nel quale, evidentemente, non è introdotto alcun ele-

(*) Rielaborato da SCHREIBER H., La compensation de température des transistors au silicium, *Toute l'électronique*, ottobre 1964, pag. 356.

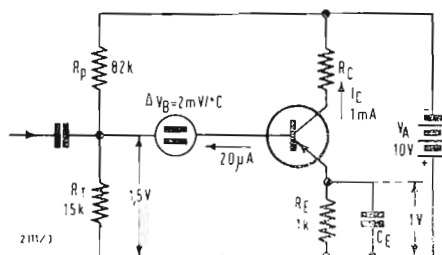



Fig. 1 - La compensazione termica dei transistori al germanio si effettua abitualmente come illustrato dal presente circuito.

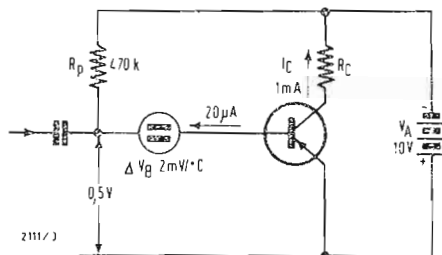



Fig. 2 - È illustrato il medesimo circuito della fig. 1 senza gli elementi di compensazione termica.

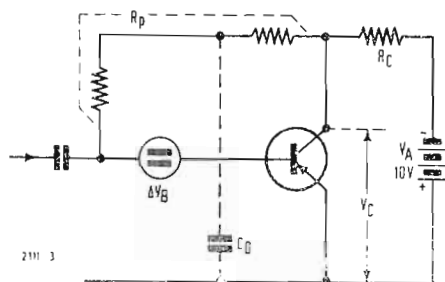



Fig. 3 - Circuito per la stabilizzazione termica mediante controreazione in parallelo.

mento di compensazione. Si osserva che un ΔV_B deve dare luogo a:

$$\Delta I_C = \frac{\beta \, \Delta V_B}{R_P}.$$

Ora, essendo la resistenza di polarizzazione calcolata nel modo seguente:

$$R_P = \frac{\beta \, V_A}{I_C},$$

è egualmente possibile scrivere:

$$\Delta I_C = \frac{\Delta V_B \, I_C}{V_A}$$

ove, introducendo il valore di ΔV_B (in percentuale) e notando che il guadagno di corrente di un transistore al silicio aumenta generalmente di 0,01 %/°C si ottiene:

$$\frac{\Delta I_C}{I_C} = \frac{2 \, \Delta T}{10 \; V_A} + 0{,}01 \; (\% \; °C).$$

Introducendo i valori dell'esempio in quest'ultima espressione ci si accorgerà con sorpresa che si arriva solamente ad uno 0,03 %/°C, contro lo 0,2 %/°C che si ottiene invece con la compensazione. Si noterà, inoltre, che la stabilità termica sarà tanto più grande quanto maggiore sarà V_A (o per lo meno la tensione che alimenta la resistenza di polarizzazione).

Come prima conclusione, conviene dunque constatare che un circuito conforme a quello di fig. 1 non può fornire utili risultati se non si provvede ad aumentare artificialmente l'effetto termico del transistore al silicio.

4. - CONTROREAZIONE IN PARALLELO

Il metodo di correzione conforme allo schema di fig. 3, raramente utilizzato con transistori al germanio in quanto poco efficace, merita tuttavia di essere studiato e preso in considerazione nel caso particolare di un transistore al silicio. Seguendo un procedimento di calcolo analogo a quello precedentemente condotto si perviene a:

$$\Delta I_B = \frac{\Delta \, V_B}{R_P + \beta \, R_C}.$$

Ora, si può dimostrare che per ottenere una data corrente di collettore, la somma $R_P + \beta \, R_C$, nel caso di fig. 3, deve essere sempre eguale al valore di R_P della fig. 2. Ciò conduce alla considerazione che, nei confronti dell'effetto della sorgente V_B, i circuiti di cui alle figure 2 e 3 sono strettamente identici. D'altronde, la controreazione in parallelo presenta il notevole vantaggio di compensare efficacemente le variazioni del guadagno di corrente, sia quelle dovute alla temperatura come pure quelle che si osservano, almeno su certi transistori, durante i primi giorni di funzionamento. Infatti, partendo da alcune ipotesi fondamentali, può dimostrarsi che queste variazioni vengono a trovarsi attenuate nel seguente rapporto:

$$\frac{R_P}{R_P + \beta \, R_C}.$$

Affinchè tale rapporto assuma il valore minore possibile, conviene lavorare con un minimo valore di R_P, la qual cosa condiziona la scelta della tensione media del collettore, V_C (fig. 3) ad un valore minimo nei confronti della tensione di alimentazione V_A.

5. - CONSIDERAZIONI DI COSTO

Valendo le considerazioni esposte, sarà utile insistere sul fatto che l'utilizzazione del circuito secondo lo schema di fig. 1 è, nel caso di un transistore al silicio, un grave errore sia dal punto di vista tecnico che commerciale.

Tale affermazione è ancora valida se si considera il fatto che questo circuito compensa le dispersioni che si osservano sul guadagno in corrente da un transistore all'altro. Infatti il circuito della fig. 3 risolve il problema senza aumentare l'effetto termico, con l'impiego di una resistenza in meno e, generalmente, con un condensatore di disaccoppiamento meno voluminoso.

Inoltre, la stabilità ottenuta senza compensazione (fig. 2) è in generale più che sufficiente. In certi casi, bisognerà probabilmente accoppiare i transistori con le resistenze R_P corrispondenti. La mano d'opera necessaria non è certamente più impegnativa di quella necessaria per il montaggio degli elementi R_T, R_E e C_E nel caso di uno stadio equipaggiato con un transistore al germanio. Eventualmente, nel caso di più stadi, una scelta preliminare consente di evitare che il guadagno globale differisca in misura notevole da un circuito all'altro. A conti fatti, si economizza certamente nel sostituire un transistore al germanio con uno al silicio, due resistenze e un condensatore, in particolare se si tiene conto della riduzione di volume del montaggio, del numero inferiore di fori da praticare sulla basetta del circuito, ecc.

Se, del resto, si consulta il listino di un fabbricante di semiconduttori, è facile constatare che la differenza di costo fra alcuni transistori al silicio ed i loro equivalenti al germanio è veramente trascurabile. Si consideri inoltre che il procedimento «planare» si presta assai meglio alla fabbricazione in serie che non quello di «lega», che — in fin dei conti — il silicio è assai più abbondante in natura del germanio, e che infine questo «silicio» costituisce un eccellente argomento commerciale.

Contrariamente a quanto alcuni pretendono, l'esperienza prova che per progredire occorre insistere. Inoltre, e benchè questa constatazione ci offra la prospettiva poco giuliva di dover ancora una volta riscrivere da capo un certo numero di libri, fra qualche anno non ci resterà che una sola conclusione: applicarsi unicamente al silicio! A.

segnalazioni brevetti

Il Prof. Valletta ha compiuto una visita ai Laboratori ed agli Stabilimenti dell'Autovox ove é stato accolto dal Presidente Gr. Uff. Carlo Deroda, dall'Amministratore Delegato Cav. al Lavoro Giordano Bruno Verdesi e dai dirigenti della Società.

Il Prof. Valletta, tra i calorosi applausi dei presenti, ha espresso il suo compiacimento per la organizzazione industriale dell'Autovox ed ha rivolto un incitamento a proseguire sulla strada intrapresa ed un augurio per un sempre più prospero futuro.

Premiazione Radiomarelli

La giuria del "Premio Nazionale l'Ufficio Moderno per la migliore lettera di vendita" ha assegnato per il 1964 la medaglia d'oro messa a disposizione dalla Bassetti S p.A. ed il diploma di merito ex acqueo alla Radiomarelli S.p.A. per la lettera inviata nell'ottobre 1964 in ocsasione dell'inaugurazione della Metropolitana di Milano (redattore Dr. Gian Giacomo Galligo).

La consegna del premio è avvenuta il 23 febbraio nei locali della Camera di Commercio Industria e Agricoltura di Milano.

DISPOSITIVO PER SVOLGERE E AVVOLGERE UN CONDUTTORE VOLANTE PER APPARECCHI ELETTRICI MOBILI COME ELETTRODOMESTICI E SIMILI EVITANDO L'ALLENTAMENTO DEL CONDUTTORE STESSO.
(Balzi Mario) (51-IL-1512)

PROCEDIMENTO E DISPOSITIVO PER ASPORTARE L'ISOLAMENTO DA FILI CONDUTTORI O SIMILI.
(Lumalampan Aktiebolag) (51-IL-6312)

APPARECCHIATURA PER LA MISURA E LA REGISTRAZIONE CONTINUA DELLA CAPACITÀ E DELLE VARIAZIONI DI CAPACITÀ PER UNITÀ DI LUNGHEZZA DI UN FILO CONDUTTORE ISOLATO DURANTE L'OPERAZIONE DI RIVESTIMENTO DELL'ISOLANTE A TRAFILA.
(Pirelli S.p.A.) (52-IL-4812)

PROCEDIMENTO PER L'ISOLAMENTO ELETTRICO, MEDIANTE MATERIA PLASTICA, SU GIUNZIONI, DERIVAZIONI O RIPARAZIONI DI CAVI ELETTRICI.
(Sensi Aristeo) (52-IL-5112)

APPARECCHIO DI SOSPENSIONE COSTANTE CON MOLLE A DISCO PER VARI TIPI DI CARICHI E SOPRATTUTTO PER TUBAZIONI E SIMILI ED APPLICABILE ANCHE COME TENDIFILO.
(Suozzo Leonardo Salvatore) (52-IL-2612)

METODO DI APPARECCHIATURA PER FABBRICARE RESISTORI A DEPOSITO DI CARBONIO.
(Western Electric Company Inc.) (52-IL-2312)

TRASDUTTORE MAGNETICO PERFEZIONATO PARTICOLARMENTE PER LA LETTURA DI CARATTERI STAMPATI CON INCHIOSTRO MAGNETICO.
(International Business Machines Corp.) (52-IL-3912)

MAGNETE ELEVATORE.
(Licentia Patent Verwaltungs GmbH) (52-IL-6212)

PROCEDIMENTO PER LA PRODUZIONE DI CORPI MAGNETICI IN PARTICOLARE DI NUCLEI DI FERRITE.
(Radio Corporation of America) (52-IL-3912)

COMPOSIZIONI E METODO DI FABBRICAZIONE DI FERRITI.
(Western Electric Company Incorporated) (52-IL-8412)

PROCEDIMENTO PER AVVOLGERE BOBINE ORTOCICLICHE TRA FLANGE BOBINE FABBRICATE CON TALE PROCEDIMENTO E MACCHINA AVVOLGITRICE PER AVVOLGERE BOBINE ORTOCICLICHE TRA FLANGE SECONDO IL PROCEDIMENTO.
(N.V. Philips Glocilampenfabrieken) (52-IL-5512)

RELÈ ELETTRICO DI MASSIMA O DI MINIMA PER CORRENTE ALTERNATA.
(Aktiengesellschaft Brown Voveri e Cie.) (53-IL-5112)

CAVO ELETTRICO ISOLATO IN POLITETRAFLUOROETILENE PER ALTE TEMPERATURE DI ESERCIZIO E SUO PROCEDIMENTO DI FABBRICAZIONE.
(Pirelli S.p.A.) (78-IH-969)

PROCEDIMENTO PER LA PRODUZIONE DI FERRO SILICIO PER USI MAGNETICI.
(Armco International Corporation) (78-IH-109)

CONDENSATORE ELETTROLITICO SPECIALMENTE PER ELEVATE TEMPERATURE DI ESERCIZIO.
(Siemens und Halske Aktiengesellschaft) (78-IH-859)

PERFEZIONAMENTI NELLA FABBRICAZIONE DI SEMICONDUTTORI A BASE DI TELLURURO DI BISMUTO.
(General Electric Company Ltd.) (78-IH-989)

METODO ED APPARECCHIO PER TRATTARE TERMICAMENTE MATERIALE SEMI CONDUTTORE.
(International Standard Electric Corp.) (78-IH-059)

PROCEDIMENTO PER PRODURRE UN ELETTRODO SU SILICIO.
(N.V. Philips Glocilampenfabrieken) (79-IH-939)

PROCEDIMENTO PER FABBRICARE ZONE DI TRANSIZIONE P.N. IN UN CORPO FONDAMENTALE COSTITUITO DA UN MATERIALE SEMI CONDUTTORE PREVALENTEMENTE MONOCRISTALLINO.
(Siemens Schuchertwerke Aktiengesellschaft) (79-IH-969)

PROCEDIMENTO PER FABBRICARE UN DISPOSITIVO SEMICONDUTTORE DI SILICIO.
(Lo stesso) (79-IH-979)

PERFEZIONAMENTO AI METODI PER LA FORMAZIONE E LA PRODUZIONE INDUSTRIALE DI CONTENITORI TUBOLARI O MULTI-TUBOLARI PER LA MATERIA ATTIVA DI ACCUMULATORI ELETTRICI, E SIMILARI APPLICAZIONI, E RELATIVI CONTENITORI PRODOTTI SECONDO IL METODO PERFEZIONATO.
(Boriolo Lino Alessandro) (79-IH-549)

MACCHINA ATTA ALLA PREPARAZIONE DI TUBETTI IN FILATO PLASTICO PER ACCUMULATORI ELETTRICI AL PIOMBO.
(Tadiello Mario) (79-IH-479)

DISPOSITIVO A SCATTO PARTICOLARMENTE PER INTERRUTTORI ELETTRICI.
(General Electric Company Ltd.) (79-IH-049)

PROCEDIMENTO PER REALIZZARE FUSIBILI PER VALVOLE DI SICUREZZA USATE NEGLI IMPIANTI ELETTRICI E FUSIBILI OTTENUTI CON TALE PROCEDIMENTO.
(Bassani S.p.A.) (79-IH-459)

PERFEZIONAMENTI NEGLI UTENSILI PER ESEGUIRE UN COLLEGAMENTO AD AMMORZATURA SENZA SALDATURA DI TERMINALI O MORSETTI SU CONDUTTORI E SIMILI.
(Buchman Electrical Products Corporation)

PERFEZIONAMENTO NELLE DISPOSIZIONI DI CONVEPSIONE IN CODICE PER SISTEMI DI MODULAZIONE DI IMPULSI IN CODICE.
International Standard Electric Corp.) (80-IH-449)

PERFEZIONAMENTI NEI RICEVITORI PER TELEVISIONE A SUPERETERODINA COMPRENDENTE UN COMPLESSO O CIRCUITI PER IL CONTROLLO AUTOMATICO DELLA FREQUENZA.
(N.V. Philips Glocilampenfabrieken) (80-IH-839)

PERFEZIONAMENTI NELLE SORGENTI DI RADIAZIONI COMPRENDENTI UNO STRATO LUMINESCENTE.
(N.V. Philips Glocilampenfabrieken) (80-IH-039)

LASTRA ANTICATODO, PARTICOLARMENTE PER TUBI IN VIDICON SENSIBILI AI RAGGI X, E RELATIVO METODO DI FABBRICAZIONE.
(General Electric Company) (80-IH-579)

APPARECCHIO A RAGGI RONTGEN SPECIE PER RADIOGRAFIE MIRATE.
(Siemens Reiniger Werke Aktiengesellschaft) (80-IH-879)

CHI DESIDERA COPIA DEI SOPRA CITATI BREVETTI PUÒ RIVOLGERSI all'*Ufficio Tecnico Internazionale Brevetti* Ing. A. RACHELI e C.
Viale S. Michele del Carso, 4 - Milano (Italia)
Tel. 468914 - 486450

Wilhelm Garcis

Misura automatica del fattore di rumore*

Le misure del livello di rumore oggi appartengono alle prove consuete in vasti campi dell'industria elettronica. Ciò è vero in particolare nelle fabbriche di ricevitori televisivi e di sintonizzatori di TV, quindi è desiderabile disporre di un'apparecchiatura più semplice possibile per eseguire queste misure.
Lo strumento descritto sotto contiene un generatore di rumore per la banda da 40 a 800 MHz e per un campo di misura da 0 a 25 kT_0 con la precisione di $\pm$ 0,5 dB. Inoltre esso fornisce le grandezze di lavoro per l'apparecchio in prova, cioè la tensione anodica e la tensione di accensione per i sintonizzatori a tubi elettronici, ed anche la tensione di collettore per le unità transistorizzate. L'amplificatore incorporato lavora con la frequenza intermedia di 38,9 MHz e con la larghezza di banda di 4,5 MHz. La sua figura di rumore è minore di 3 kT_0.

1. - PRINCIPI

La cifra di rumore o livello di rumore di un prestadio viene oggi misurata quasi esclusivamente con l'aiuto del generatore di fruscio, che può fornire una potenza di disturbo costante entro una larga banda di frequenze (fruscio bianco). Nelle bande VHF e UHF è particolarmente adatto a ciò un diodo di rumore. La potenza di disturbo di un simile diodo può facilmente regolarsi, senza altri stadi, mediante la potenza di accensione. L'adattamento alla conduzione con ciò non varia quasi, e la corrente anodica è direttamente proporzionale alla potenza di fruscio generata.

Il principio di questa misura è generalmente noto. L'entrata dell'apparecchio in prova viene collegata al generatore di fruscio; l'uscita deve essere connessa ad un successivo amplificatore, la cui amplificazione deve bastare per amplificare il rumore proprio dell'apparecchio in prova in modo che esso possa essere indicato da uno strumento di misura. Poi si effettua l'accensione del diodo di ru-

( ) WILHELM GAREIS, Automatische Rauschzahlmessung, *Radio Mentor*, luglio 1964, pag. 568-569.

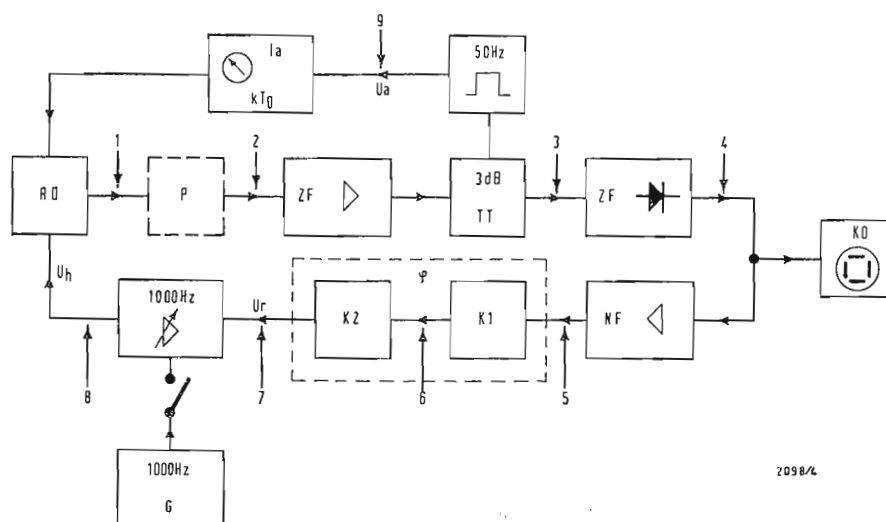



Fig. 1 - Schema a blocchi del misuratore di fruscio E 36. = *RD* diodo di fruscio; *P* = apparecchio in prova; *G* = generatore; *K* = stadio terminale; *TT* = divisore commutato; *KO* = oscillografo a raggi catodici.

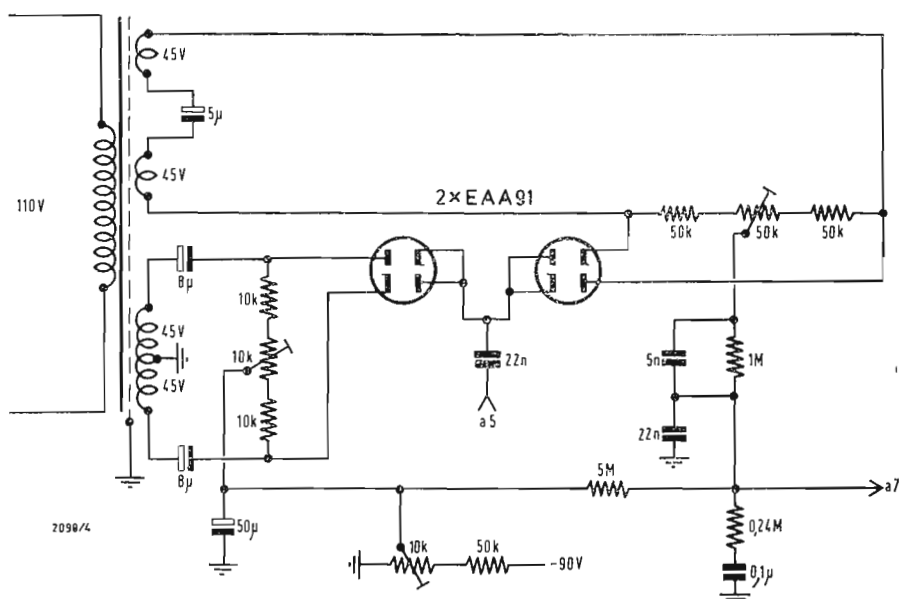



Fig. 3 - Stadio a commutazione a diodi di rumore al partitore di 3 dB.

more e la si regola in modo che la intensità del rumore indicata dallo strumento si raddoppi. Il disturbo dell'apparecchio in prova ed il disturbo del generatore di fruscio sono così di uguale grandezza. La larghezza di banda dell'amplificatore di uscita non ha alcuna parte, perchè il suo influsso è uguale tanto sulla rumorosità del prestadio, quanto su quella del diodo di fruscio.

In pratica si incontrano difficoltà a portare l'intensità del rumore esattamente al valore doppio. Data la natura statistica delle tensioni di rumore è qui necessario uno strumento indicatore che risponda solo al valore efficace della tensione da misurare e non alla forma della sua curva.

Questa difficoltà viene superata, se si dispone nell'amplificatore finale un divisore di tensione di 3 dB commutabile.

Ora si legge dapprima l'indicazione dello strumento con la piena amplificazione e con l'intensità di rumore zero del diodo di fruscio. Poi si inserisce il partitore di 3 dB. L'escursione dell'indice dello strumento indicatore, ritorna un poco indietro e viene regolata e riportata con l'aiuto dell'accensione del diodo di rumore nuovamente al valore primitivo. Ora l'intensità del rumore del prestadio e quella del generatore di fruscio sono di nuovo di uguale grandezza, e lo strumento usato per questa misura è del tutto non critico. È importante che il partitore di tensione di 3 dB debba trovarsi nel tratto lineare della caratteristica dell'amplificatore, cioè prima di un eventuale raddrizzatore. Per rilevare la piccolissima intensità di disturbo dei moderni prestadi, è necessaria una fortissima amplificazione, che sia dell'ordine di grandezza di 10^6. Ciò significa che in totale occorrono 5 o 6 stadi di amplificazione. L'amplificazione deve essere rigorosamente costante per il tempo della durata della misura. Una variazione di amplificazione ad esempio di 1,1 dB dopo l'inserzione del divisore provoca già un dimezzamento della cifra di rumore misurata.

La cosa migliore da fare contro tale variazione di amplificazione è l'abbreviazione della durata della misura. Questo rappresenta ad un tempo anche il primo passo verso l'automazione dell'esecuzione delle misure.

2. - STRUMENTO DI MISURA

Il principio di funzionamento dello strumento di misura della figura di rumore realizzato da questi punti di vista è indicato nello schema a blocchi di fig. 1.

Gli oscillogrammi (v. fig. 2) si riferiscono tutti allo stesso punto iniziale t_0. Gli oscillogrammi con l'indice a rappresentano la situazione prima dell'inizio del processo di misura, gli oscillogrammi con l'indice b si riferiscono alla situazione durante il processo di misura.

In questo strumento il commutatore del divisore di 3 dB è stato sostituito con un interruttore a 50 Hz, che inserisce ed esclude periodicamente il partitore (v. fig. 3). Lo strumento indicatore è stato sostituito con un oscillografo. La tensione osservabile all'oscillografo dell'amplificatore è ora un disturbo a_3 modulato con un'onda rettangolare dove la profondità di modulazione è di 3 dB. Da ciò nasce, dopo la demodulazione e il relativo filtraggio, una tensione rettangolare a 50 Hz col fruscio sovrapposto (a_4), che si confà benissimo alla rappre-

Fig. 2 - Rappresentazione degli impulsi nel misuratore automatico di rumore; i numeri 1...9 si riferiscono allo schema a blocchi; la parte *a* indica la situazione prima della misura, la parte *b* quella durante il processo di misura.

sentazione oscillografica. Durante il tempo in cui l'amplificazione dell'amplificatore finale è attenuata dal partitore di 3 dB, il diodo di rumore deve essere inserito e si viene ad osservare la tensione di fruscio b_1. Ciò avviene per mezzo dell'applicazione della sua tensione anodica ($b9$). La condizione del circuito dipende ora dalla regolazione della tensione di accensione del diodo di fruscio, che deve essere regolata in modo che il rettangolo sullo schermo oscillografico diventi una linea retta (b_4)

Una variazione dell'amplificazione non può più disturbare, perchè l'intero periodo di misura dura solo 20 m sec. È perciò possibile anche, senza compromettere la precisione, modificare il rapporto di divisione da 3 dB ad un valore più piccolo, per allargare il campo di misura. Altro pregio del sistema è che disturbi impulsivi o di trasmettitori vobulati non influiscono sul processo di misura, perchè solo raramente l'impulso rettangolare viene mascherato completamente da un simile disturbo.

3. - AUTOMATISMO

Cogli apparecchi in prova che lavorano su una frequenza stabilita, per es. amplificatori di antenna o selettori di canali di televisione, si è già da alcuni anni dimostrato utile l'uso dell'apparecchio regolabile a mano, poichè la regolazione dell'accensione del diodo generatore di fruscio e la lettura della cifra di rumore su ogni canale richiede solo pochi secondi. Con gli apparecchi a sintonia variabile con continuità, per es. ricevitore a onde corte, gruppi OUC o selettori di canali UHF di TV, il sistema non era più applicabile. Perciò si è costruito un automatismo, che regola sempre l'accensione del diodo di fruscio in modo che la tensione rettangolare all'oscillografo indicatore si annulli.

La tensione necessaria per l'automatismo viene ricavata per mezzo di un discriminatore di fase dall'onda rettangolare a_5. Il primo stadio del discriminatore è un circuito agganciatore a diodi, che converte ogni semionda rettangolare in un livello costante. Il segnale raddrizzato dopo il circuito suddetto, in tal modo, secondo la polarità della tensione rettangolare in arrivo, risulta più positivo o più negativo del livello di agganciamento e potrebbe servire tosto per la regolazione dell'alimentatore di accensione.

Un inconveniente di questo segnale è che esso contiene la prima onda rettangolare e ciò potrebbe portare ad un'accensione ad impulsi a 50 Hz del diodo di fruscio. Ma per questa frequenza la impedenza dei conduttori di accensione non è abbastanza grande e si avrebbe in conseguenza una modulazione a dente di sega di circa il 20% del segnale di rumore. Un ulteriore filtraggio dell'alimentatore di c.c. porterebbe ad un aumento inaccettabile della costante di tempo della regolazione. Il segnale a c.c. viene perciò prelevato da un secondo circuito agganciatore durante la seconda semionda rettangolare e quindi soppresso fino al prossimo periodo. Il circuito di filtro consta ora solo dei componenti necessari per l'eliminazione delle oscillazioni della regolazione, i quali si commisurano non all'azione di filtraggio della tensione di ronzio, ma al comportamento inerziale (impedenza) dell'accensione del diodo di fruscio. La precisione delle indicazioni dipende solo da poche costanti d'importanza relativa. Queste sono: la precisione del partitore nell'amplificatore finale, l'adattamento del diodo di rumore e la caratteristica della tensione anodica di tale diodo. L'amplificatore finale dello strumento lavora alla frequenza intermedia della televisione ed ha una larghezza di banda di 4 MHz. Nella elaborazione di un convertitore esso può essere regolato su altri campi di frequenza. Il diodo di fruscio e l'amplificatore finale sono accuratamente schermati contro l'irradiazione R.F., e altrettanto schermata deve naturalmente essere l'apparecchiatura di collegamento col-l'apparecchio in prova.

L'immunità verso i disturbi con l'adozione dell'automatismo è minore che col dispositivo a mano sopra descritto facente uso dell'oscillogramma.

Tuttavia è utile disporre di un oscillografo anche col sistema automatico, col quale si possono facilmente individuare i disturbi. *A. C.*

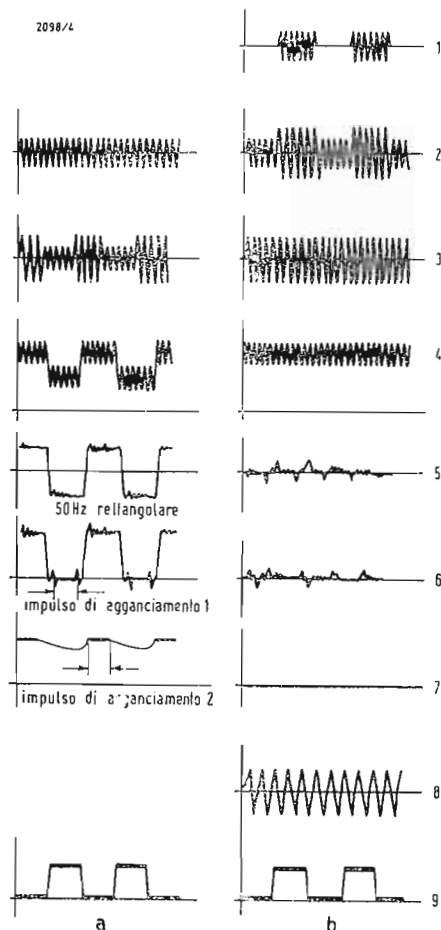
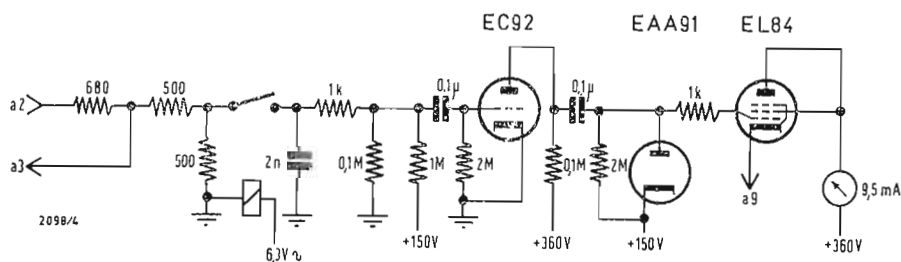



Fig. 1 - Discriminatore di fase.

Piero Soati

Note di servizio dei ricevitori di TV Fimi - Phonola mod. 1954 e 2343

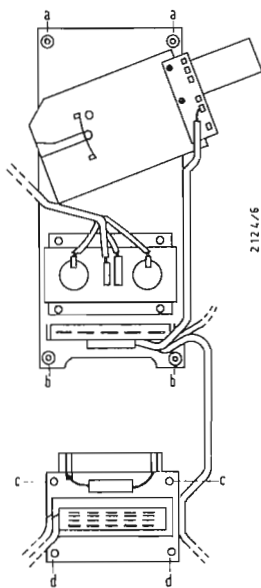



Fig. 2 - Gruppo VHF e tastiera.

1. - CARATTERISTICHE GENERALI

I televisori della FIMI-PHONOLA (Milano-Saronno) modelli 1943 e 2343 sono adatti alla ricezione di tutti i canali italiani VHF e UHF.

Per comodità dei lettori riportiamo il distintivo di ciascun canale e la relativa banda passante VHF - *A*: 52,5-59,5; *B*: 61-68; *C*: 81-88; *D*: 174-181; *E*: 182,5-189,5; *F*: 191-198; *G*: 200-207; *H*: 209-216 (a richiesta *H1*: 216-223 e *H2*: 223-230) oltre quattro canali disponibili.

UHF - 21°: 470-477 MHz; 22°: 478-485; 23°: 486-493; 24°: 494-501; 25°: 502-509; 26°: 510-517; 27°: 518-525; 28°: 526-533; 29°: 534-541; 30°: 542-549; 31°: 550-557; 32°: 558-565; 33°: 566-573; 34°: 574-581.

Il sintonizzatore UHF copre interamente la banda da 470 a 790 MHz (bande IV e V).

In questi modelli di televisori sono usati cinescopi alluminati con deflessione a 110°, autoprotetti.

L'ingresso di antenna è del tipo bilanciato a 300 Ω. Tensione di alimentazione: 220 V 50 Hz. Assorbimento della rete: circa 150 W.

Nel mod. TV 1943 è utilizzato un altoparlante EM 076, nel mod. TV 2343 due altoparlanti dello stesso tipo. La regolazione del tono è continua.

Media frequenza video 45,75 MHz, audio 40,25 MHz (5,5 MHz intercarrier).

Valori dei fusibili: *F*1 = 1,6 A; *F*2 = = 0,2 A.

16 valvole, più 5 diodi al germanio e due diodi al silicio.

2. - VALVOLE E DIODI USATI E RELATIVE FUNZIONI

V_1 = PCC8 amplificatrice RF-VHF cir-

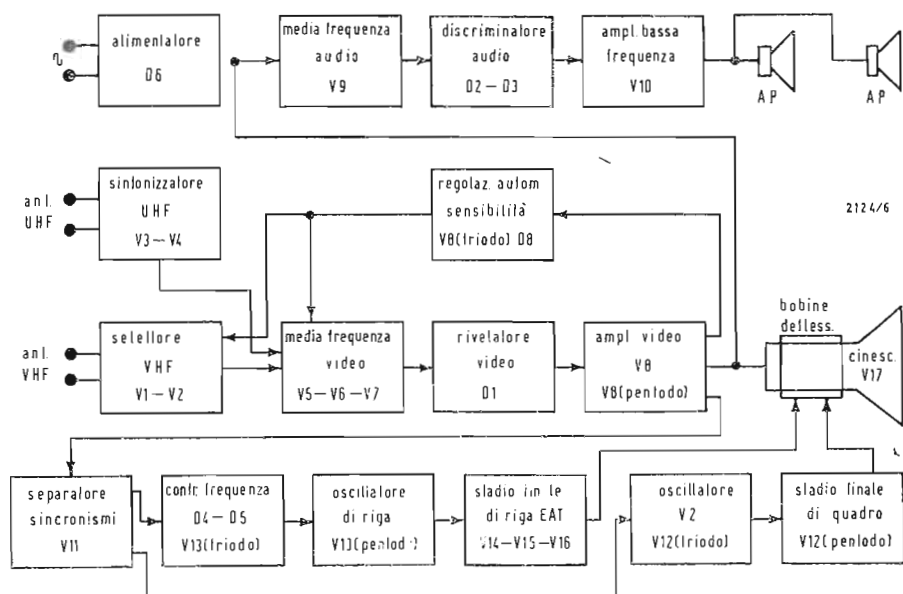



Fig. 1 - Schema a blocchi.

Tabella I - Tensioni ai piedini delle singole valvole

Tipo Riferim. schema	Tensioni ai piedini - Volt								
	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Valvole									
V_1 PCC88	157 173	88 94	90 97	—	—	90 97	0,13 0,33	2,26 2,38	—
V_2 PCF80	92 98	2 ÷ 5	102 109	—	—	168 181	—	—	—
V_3 PC88	—	1	—	—	—	—	—	135 145	—
V_4 PC86	149 163	—	2.2	—	—	—	2.2	—	149 163
V_5 EF183	0.28 0.06	—	0.28 0.06	fil.	fil.	—	190 200	46 170	—
V_6 EF80	2.5	—	2.5	»	»	—	180 190	180 190	—
V_7 EF80	2.5	—	2.5	»	»	—	180 190	180 190	—
V_8 PCL84	22.5 34	−1 −20	42 ÷ 55	»	»	90 135	—	—	150 82
V_9 EF80	—	—	—	»	»	—	170	65 41	—
V_{10} PCL86	—	1	160	»	»	215	2.7	—	145
V_{11} ECH81	13	—	—	»	»	30	—	50	—
V_{12} PCL85	70 ÷ 140	−13 ÷ −26	—	»	»	210	175	13 ÷ 21	—
V_{13} ECL80	200	—	10	»	»	140	—	120	−21
V_{14} PL500	−50 ÷ −73	−50 ÷ −73 *	—	»	»	160 ÷ 230 *	160 ÷ 230	—	—
V_{15} PY81	—	—	—	»	»	—	—	—	250
V_{16} DY87	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Cinescopio									
V_{17} A47/11W	fil.	0 ÷ 115 0 ÷ 128	540 ÷ 600 *	0 ÷ 600 *	—	0 ÷ 115 0 ÷ 128	86 ÷ 146 140 ÷ 170	fil.	—
A59/11W	fil.	0 ÷ 115 0 ÷ 128	540 ÷ 600 *	0 ÷ 600	—	0 ÷ 115 0 ÷ 128	86 ÷ 146 140 ÷ 170	fil.	—

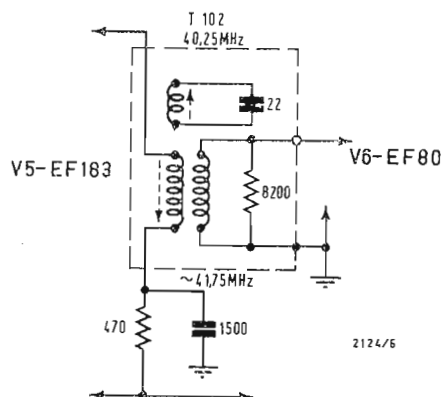



Fig. 3 - Variante allo schema.

cuito cascode; V_2 = PCF80 oscillatore e mescolatrice VHF; V_3 = PC88 amplificatrice radio frequenza UHF; V_4 = PC86 oscillatrice e mescolatrice UHF; V_5 = EF183 1° amplificatrice FI video; V_6 = EF80 2° amplificatrice video; V_7 = EF80 3° amplificatrice FI video; V_8 = PCL84 amplificatrice video e controllo automatico di sensibilità; V_9 = EF80 amplificatrice FI audio; V_{10} = PCL86 preamplificatrice ed amplificatrice finale audio; V_{11} = ECH81 separatrice e limitatrice di sincronismo e antidisturbi; V_{12} = PCL85 oscillatore bloccato ed amplificatrice finale della deflessione verticale; V_{13} = ECL80 oscillatrice e controllo automatico della frequenza di riga; V_{14} = PL500 amplificatrice deflessione orizzontale; V_{15} = PY81 diodo booster; V_{16} = DY87 raddrizzatrice EAT; Cinescopio, mod. TV 1943 tipo A47 11 W 19 pollici (schermo 389×305 mm) mod. TV 2343 tipo A59 11 W 23 pollici (schermo 489 × 385 mm); D_1 = OA70 rivelatore video; D_2 = D_3 = OA79 rivelatori audio; D_4 = D_5 = OA85 comparatori di fase controllo frequenza orizzontale; D_6 = BY100 raddrizzatore per alimentazione anodica; D_7 = OA202 oppure BA100, diodo per CAS dilazionato RF.

Schema a blocchi: Lo schema a blocchi dal quale è possibile rilevare a colpo d'occhio i vari stadi, comprese le relative valvole, che compongono il televisore è visibile in fig. 1. Lo schema elettrico invece è riportato, come al solito nella rubrica *Archivio Schemi* in questo stesso fascicolo.

3. - MISURA DELLE TENSIONI AI PIEDINI DELLE VALVOLE

La tabella n. 1 indica le tensioni che si devono riscontrare ai piedini delle singole valvole. Detta misura dovrà essere effettuata attenendosi alle seguenti norme:

Fig. 4 - Posizione delle valvole e dei principali componenti nello chassis.

a) Le tensioni dovranno essere misurate con un voltmetro elettronico. I valori indicati nella tabella sono riferiti *rispetto alla massa ed in assenza di segnale all'ingresso*, con televisore alimentato con tensione stabilizzata a 220 V.

b) Qualora siano indicati due valori distinti, il valore riportato *sopra* si riferisce alla tensione letta quando il comando di contrasto è regolato per il massimo, il valore indicato *sotto*, con lo stesso comando regolato per il minimo.

c) La variazione di valore accompagnata da un asterisco è in funzione dell'ampiezza orizzontale.

4. - REGOLAZIONI

Tutte le regolazioni devono essere effettuate preferibilmente in presenza del monoscopio e dopo 15 minuti l'accensione del televisore.

1) *Controllo automatico della sensibilità*

Occorre agire sul trimmer potenziometrico R124, col regolatore di contrasto ruotato al minimo, fino ad ottenere una immagine appena visibile e sincronizzata.

2) *Centratura dell'immagine*

È necessario mettere a massa il punto 15 e regolare il comando di sincronismo orizzontale in modo da stabilizzare la immagine che è senza sincronismo orizzontale. Staccando da massa il punto 15 l'immagine dovrà risultare perfettamente stabilizzata.

Qualora l'immagine non sia ben centrata orizzontalmente occorre agire sulle due piastrine ovali, fissate all'unità di deflessione, che determinano lo spostamento dell'immagine da sinistra a destra e dall'alto verso il basso.

3) *Ampiezza e linearità orizzontali*

È opportuno regolare gli appositi comandi in modo da ottenere la totale copertura della larghezza dello schermo e la giusta proporzione dell'immagine nel senso orizzontale.

4) *Ampiezza e linearità verticali*

In primo luogo è necessario regolare il comando di ampiezza verticale in modo da avere una immagine dilatata per la totale altezza dello schermo, successivamente regolare anche i comandi di linearità verticale, superiore ed inferiore, quanto basta per eliminare eventuali deformazioni dell'immagine in senso verticale.

Questi comandi sono interdipendenti, la variazione dell'uno richiede un ritocco dell'altro.

5. - NOTE PARTICOLARI

Come abbiamo già detto in altra occasione durante le operazioni di controllo è buona norma interporre tra rete e telaio un trasformatore d'isolamento (ciò in relazione al fatto che il telaio è sottoposto a tensione rispetto alla terra).

Dovendo smontare il cinescopio si raccomanda l'uso degli occhiali di protezione. Si raccomanda pure la massima prudenza, nel caso in cui si debba procedere a delle misure nel circuito EAT e nel circuito booster (punto C) in considerazione delle elevate tensioni presenti.

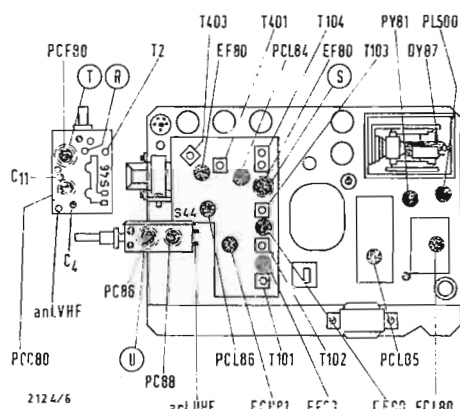



Tabella II.

Operazioni	Generatore		Misur. d'usc. colleg. a	Smorzatore		Accordate			per l'uscita:
	collegato a	per freq. MHz		su bobina	collegato tra i punti	L	in T	verso	
1	T	43,5	F	L 107	p7 di V7 e massa	L 108	T 104 (sopra)	est	massima
2	T	43,5	F	L 108	S e massa	L 107	T 104 (sotto)	»	»
3	T	45,25	F	--	--	L 106	T 103 (sotto)	»	»
4	T	39	F	--	--	L 103	T 102 (sopra)	»	minima
5	T	42,5	F	--	--	L 104	T 102 (sotto)	»	massima
6	T	40,25	F	--	--	L 101	T 101 (sopra)	»	minima
7	T	43,5	F	--	R e massa	L 102	T 101 (sotto)	»	massima
8	T	43,5	F	L 102	p2 di V5 e massa	L 24	sul selett. VHF	»	»

Fig. 5 - Comandi e regolatori.

6. - NORME PER LO SMONTAGGIO DEL GRUPPO VHF

Dovendo effettuare lo smontaggio del gruppo selettore VHF, riferendoci alla parte superiore della figura 2, si dovrà agire nel seguente modo:

a) Fare uso di una chiave esagonale da 8 millimetri.

b) Staccare la piastra portante del gruppo nei punti indicati in figura con le lettere « *a* », « *a'* », « *b* », « *b'* », allentando i dati indicati con le stesse lettere.

c) Staccare l'intero gruppo.

d) Qualora sia necessario smontare il gruppo della pulsantiera occorre allentare i quattro dadi « *c* », « *c'* », « *d* », « *d'* » di cui alla parte inferiore della figura 2.

Tabella III.

Operaz.	Generatore collegato al punto	Voltmetro a valvola collegato:	Accordare		Per indicazione al voltmetro
			L	in T	
1	F	al punto L con elemento rivelatore	L127		minima
2	F	al piedino 2 della V9 con 47 kΩ in serie	L401	T402	massima
3	F	al punto M	L403	T403 (sotto)	massima
4	F	tra il punto N ed il centro di due resistori da 47 kΩ 5 % collegati in serie, inseriti tra il punto M e massa	L404	T403 (sopra)	zero
5	mettere in funzione il televisore con ricezione preferibilmente di monoscopio: ridurre il contrasto al minimo e ruotare R157 per il minimo ronzio eventualmente udibile nell'altoparlante. Se la nuova posizione assunta da R157 è molto differente dalla posizione iniziale è bene ripetere l'operaz. 4.				

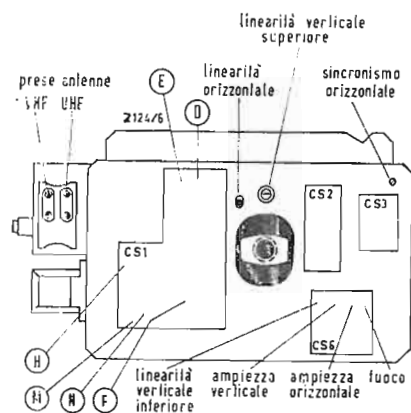



Fig. 6 - Sintonizzatori VHF-UHF.

e) I gruppi possono essere estratti dall'apparecchio senza che sia necessario dissaldare dei conduttori.

f) Per smontare la piastra dei comandi laterali è sufficiente togliere, nel solito modo, i rispettivi due dadi di fissaggio.

7. - VARIANTI ALLO SCHEMA

Dal televisore matricolato n. 2369547 il circuito ha subito una variazione (relativa T162) come da schema indicato in figura 3. Inoltre sono stati modificati i seguenti valori:
R_{709} = 270.000 Ω; R_{612} = 2 W; C_{102} = 4,7 pF.

8. - ALLINEAMENTO MEDIA FREQUENZA VIDEO

Strumenti necessari:

a) Generatore fisso e vobulato per la gamma da 40 a 47 MHz

b) Voltmetro a valvola

c) Applicare al punto *D* una tensione di − 3,5 V.

d) Abbassare il tasto del I programma e ruotare il contrasto per il minimo.

e) Staccare l'alimentazione anodica dalla valvola PC86, e collegare a massa il piedino di 2 di V_8.

I punti *T* e *U* (fig. 4) si riferiscono allo schermo costituito come al solito da un cilindretto metallico, isolato da massa e collocato sulle valvole PCF80 e PC86. L'elemento smorzatore sarà costituito da un resistore da 470 Ω in serie con un condensatore da 1.500 pF.

Appena terminato l'allineamento per punti è necessario collegare il generatore vobulato al punto « *T* » e ritoccare i nuclei L108 e L107 per livellare la parte superiore e quello di L106 per regolare il livello della portante video al 50 % dell'uscita riferita a 44,5 MHz.

Terminate tali operazioni è opportuno premere il tasto del programma (UHF) e spostare il cavo del generatore vobulato dal punto « *T* » al punto « *U* ». Regolare L59 in modo da portare la portante video « UHF » al 50 % dell'uscita riferita a 44,5 MHz.

9. - ALLINEAMENTO DEL FILTRO D'ARRESTO A 5,5 MHz E DELLA MEDIA FREQUENZA AUDIO

Strumenti richiesti per eseguire tali operazioni:

a) Generatore a 5,5 MHz.

b) Voltmetro a valvola.

Disporre a metà corsa il trimmer potenziometrico R157.

Le suddette note tecniche sono state elaborate dai dati gentilmente forniti dalla Fimi. *Esse non sono impegnative dato che la* Fimi *si riserva di apportare, nel corso della serie, le modifiche ritenute più opportune al fine di ottenere un prodotto quanto più perfezionato possibile.*

dott. ing. P. Rosti

Controllo automatico di sistemi di rinforzo sonoro*

Gli sviluppi riguardanti i controlli automatici dei sistemi sonori hanno permesso un forte incremento dei sistemi di rinforzo sonoro sempre più complessi, funzionanti automaticamente. D'altra parte, i complessi automatici estendono ulteriormente l'utilità di sistemi sonori richiedenti o meno l'intervento dell'operatore. Qui sotto verranno descritti alcuni tipi di questi complessi.

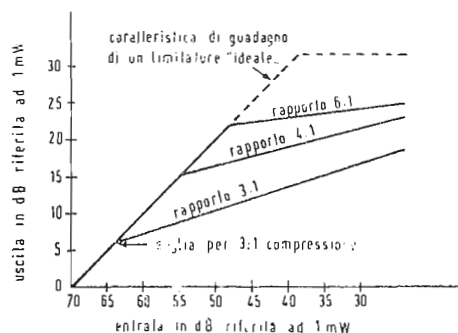



Fig. 1 - Caratteristica ingresso/uscita dell'amplificatore con controllo automatico del guadagno (compressore) tipo BA25 della RCA con livello di soglia regolabile. Per livelli di soglia più alti, esso si avvicina all'azione del limitatore.

1. - AMPLIFICATORI LIMITATORI E COMPRESSORI

In questi amplificatori il guadagno diminuisce con l'aumentare del livello del segnale. Essi sono stati impiegati per risolvere, negli ultimi 40 anni, i problemi di sovramodulazione e mantenere, nelle trasmissioni radiofoniche, quel dato rapporto segnale/disturbo.
I compressori ed i limitatori hanno un funzionamento alquanto diverso, sebbene spesso la stessa unità può essere, l'una o l'altra, in dipendenza dei dispositivi di controllo e del livello del segnale d'ingresso.

Un compressore ideale effettuerebbe specificatamente una riduzione del guadagno (espresso in dB) proporzionale, ma non uguale, all'aumento del livello del segnale. Ad esempio, il guadagno del compressore potrebbe essere di 60 dB per un segnale di — 50 dBm, di 50 dB per un segnale di — 30 dBm e di 40 dB per un segnale di — 10 dBm.

Ammettendo che la dinamica di un dato programma applicato in ingresso sia di 40 dB, possiamo vedere (dalla fig. 1) che i compressori « comprimerebbero » questa dinamica fino a 20 dB.

Invece di comprimere la dinamica, l'amplificatore limitatore cerca di limitare il segnale d'uscita tenendolo al di sotto di un punto prefissato. Un amplificatore limitatore ideale darebbe un prestabilito guadagno per un campo di segnali d'ingresso al di sopra del segnale « di soglia ».

La diminuzione del guadagno per segnali d'ingresso al di sopra della soglia sarebbe uguale al livello del segnale di ingresso meno il livello del segnale di soglia.

Gli amplificatori limitatori generalmente non sono ideali e la loro azione al di sopra del punto di soglia è simile a quella dei compressori, ma con una riduzione rapida del guadagno all'aumentare del segnale d'ingresso.

Ovviamente, in molte applicazioni di sistemi di amplificazione sonora, l'amplificatore compressore o limitatore può sostituire l'operatore. Per ogni particolare applicazione, noi dobbiamo, comunque, scegliere piuttosto attentamente la costante di tempo di funzionamento del limitatore o compressore.

La costante di tempo è semplicemente l'entità del tempo richiesto dal limitatore per passare da una condizione di guadagno ad un'altra. Con essa si determina il tempo di compressione, la costante di tempo di riposo ed il tempo di ripristino del guadagno durante un abbassamento di livello del segnale. In generale i compressori sono stati trovati più utili dei limitatori nel sostituire gli operatori (umani) nei sistemi semplici per rendere minimi i cambiamenti di livello.

I limitatori si dimostrano più utili come elementi di protezione per prevenire sovraccarichi negli amplificatori o negli altoparlanti.

Una sola costante di tempo non può soddisfare a tutte le applicazioni dei sistemi di pubblica diffusione sonora od anche provvedere in maniera ideale ai diversi cambiamentinell'ambito della stessa applicazione.

S'immagini un predicatore, che parli spostandosi lentamente avanti ed indietro, allontanandosi dal microfono fissato al pulpito. Per compensare tali spostamenti il compressore dovrebbe avere una costante di tempo relativamente grande in modo che il campo di dinamica e la tipica parlata dell'oratore (che in termini di livello costituiscono variazioni di breve durata) non vengano influenzati in senso sfavorevole. Il sistema dovrebbe semplicemen-

(*) Klepper, D. L., Controlling sound-reinforcement systems automatically, *Audio*, Aprile 1964, pag. 22.

Fig. 2 - Compressore tipico della ALTEC, modello 136 C.

Fig. 3 - L'Audimax II della CBS.

te compensare questi inconsci spostamenti. Il predicatore, poi, per dare una certa enfasi ad una particolare frase può inchinarsi all'improvviso in avanti e gridare nel microfono.

Il compressore ed il limitatore dovrebbero avere in questo caso una costante di tempo relativamente piccola per impedire che il segnale sovraccarichi l'amplificatore ed introduca distorsioni.

Un operatore di sistemi sonori ben addestrato ha la perfetta cognizione della necessaria variabilità della costante di tempo.

I compressori convenzionali possono introdurre i seguenti difetti perfino nei più semplici sistemi di amplificazione sonora a meno che non si prenda cura nella scelta delle costanti di tempo, dei livelli d'ingresso, dei livelli di soglia, ecc.:

1. indesiderata pre-enfasi di sibilanti (consonanti... morbide) in confronto ai suoni vocali (in qualche caso ciò può essere invece molto desiderato);

2. reazione risultante da un aumentato guadagno del sistema in assenza del segnale d'ingresso;

3. aumento del livello del rumore di fondo in presenza del segnale d'ingresso, dovuto all'aumento del guadagno fino al massimo livello.

L'« Audimax II » dei Laboratori della CBS ha caratteristiche tali da eliminare quasi del tutto i suddetti inconvenienti.

Esso ha una costante di tempo variabile, che non permette alcun mutamento nel guadagno per le normali variazioni di livello di conversazione fra due prefissate soglie. Un improvviso aumento di livello al di sopra dei picchi precedenti, di lunga durata, diminuirà il guadagno del sistema; similmente un abbassamento di livello al di sotto del più basso livello di segnale precedente di lunga durata causerà un aumento di guadagno.

La parola riprodotta dall'Audimax non può essere considerata come un suono compresso; tuttavia il compressore è idoneo a limitare variazioni di livello insolite. Infine, in assenza di segnale d'ingresso, il dispositivo può portare il guadagno fino ad un prefissato livello, evitando reazioni ed alti livelli di rumore. L'utilità di questo dispositivo nel sostituire l'operatore manuale che sovraintende ai tipici sistemi di amplificazione sonora in chiese ed auditori, comincia ad essere presa in considerazione, probabilmente a motivo della maggiore spesa di quest'ultimo in confronto a quella degli amplificatori limitatore e compressore convenzionali.

2. - AMPLIFICATORI A GUADAGNO CONTROLLATO

Parecchi anni fa, presso una società industriale, che richiedeva l'installazione di un sistema di riproduzione sonora, possibilmente senza alcun controllo di operatore, sono stati impiegati soddisfacentemente per ogni catena microfonica degli « amplificatori a guadagno controllato ».

Un tale amplificatore ha bisogno di un dato segnale d'ingresso per entrare in funzione, mentre con un livello di segnale inferiore a quello prefissato di soglia, esso rimane in posizione « off ».

(1) Questo complesso può essere usato come espansore, oppure come « ducker » (sopprimendo un canale in favore dell'altro) od anche come compressore modificando od ampliando convenientemente il circuito.

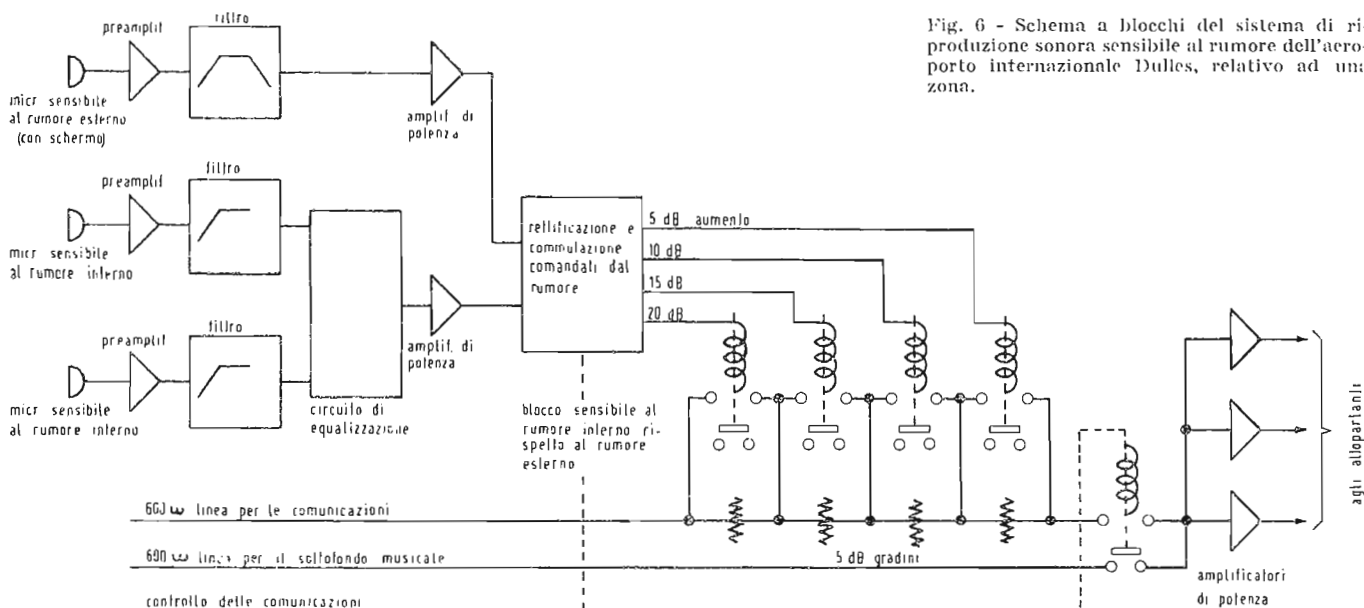



Fig. 6 - Schema a blocchi del sistema di riproduzione sonora sensibile al rumore dell'aeroporto internazionale Dulles, relativo ad una zona.

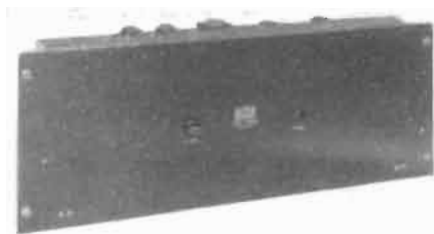



Fig. 5 - Regolatore automatico di livello a mezzo rumore (NOALA), modello 7464 della ALTEC.

Fig. 4 - L'«Auto Ten», modello 661TL della FAIRCHILD.

In un primo tempo il tentativo più valido di realizzazione di un amplificatore a guadagno controllato fu quello di modificare un compressore di tipo convenzionale.

Oggi si hanno dei risultati del tutto soddisfacenti con l'« Auto Ten » della FAIRCHILD [1].

La costante di tempo d'attacco deve essere sufficientemente piccola in modo che non si abbiano perdite d'intellegibilità, causate dalla soppressione della parte iniziale della frase.

3. - APPARECCHIATURA AUTOMATICA SENSIBILE AL RUMORE.

Il funzionamento automatico dei sistemi di comunicazione sonora in aeroporti, alberghi, stazioni ferroviarie, fabbriche, ecc. è più la norma che l'eccezione.

La qualità fornita da questi sistemi automatici può essere grandemente migliorata, rendendo il livello d'amplificazione maggiore del rumore di fondo, al variare del livello di quest'ultimo, ma non maggiore del necessario.

L'ALTEE LANSING è stata la prima fabbrica a produrre un « regolatore automatico di livello comandato dal rumore », che trova larga applicazione in impianti industriali ed aerostazioni.

Una dimostrazione pratica dell'ALTEC convinse ingegneri e consulenti circa la utilità di una tale apparecchiatura per il sistema di comunicazioni nel nuovo aeroporto internazionale Dulles.

La società EXECUTONE ha sviluppato un'apparecchiatura simile a quella della ALTEC, per la regolazione del livello, comandata dal rumore.

All'aeroporto Dulles il livello delle comunicazioni è normalmente tenuto fra i 70-75 dB nei momenti più calmi. Se il livello di rumore supera i 65 dB in una qualsiasi delle sei zone di controllo di rumore, il livello della comunicazione aumenta a gradini di 5 o 6 dB in modo da mantenersi tra i 5 ed i 10 dB al di sopra del rumore di fondo.

È previsto, a comunicazione iniziata, il blocco automatico del livello per evitare che il segnale emesso dall'altoparlante ecciti il sistema sensibile al rumore. Due o più microfoni di controllo del rumore sono installati nel soffitto di ogni zona. Il loro segnale d'uscita controlla dei commutatori transistorizzati, che eccitano dei relè; questi a loro volta inseriscono o disinseriscono degli attenuatori, collocati nelle linee, che alimentano gli amplificatori di potenza. La maggior parte di questi microfoni sono installati, come abbiamo già detto, sul soffitto; tuttavia, in alcune zone, essi sono sistemati all'esterno.

Il segnale proveniente dai microfoni esterni non può essere, durante una comunicazione, bloccato dal sistema automatico corrispondente; ciò è fatto per permettere un aumento del livello dell'altoparlante in seguito ad un accresciuto rumore di fondo, dovuto ad una sorgente esterna, per esempio: un aeroplano.

La differenza nella sensibilità di commutazione tra i microfoni sensibili al rumore esterno ed interno è circa uguale all'attenuazione di trasmissione del suono attraverso le pareti del fabbricato.

Come risultato si ha, in conclusione, un sistema di amplificazione, che supera i più alti livelli di rumore, che possono essere presenti nell'aerostazione, senza tuttavia « fulminare » il passeggero nei momenti di calma.

4. - STABILIZZATORI DI REAZIONE

Gli stabilizzatori di reazione non sono, correttamente parlando, apparecchi di controllo automatico, ma l'uso di un tale stabilizzatore consente spesso il funzionamento automatico di un sistema di amplificazione sonora, là dove tarebbe diversamente richiesto un consinuo controllo della reazione.

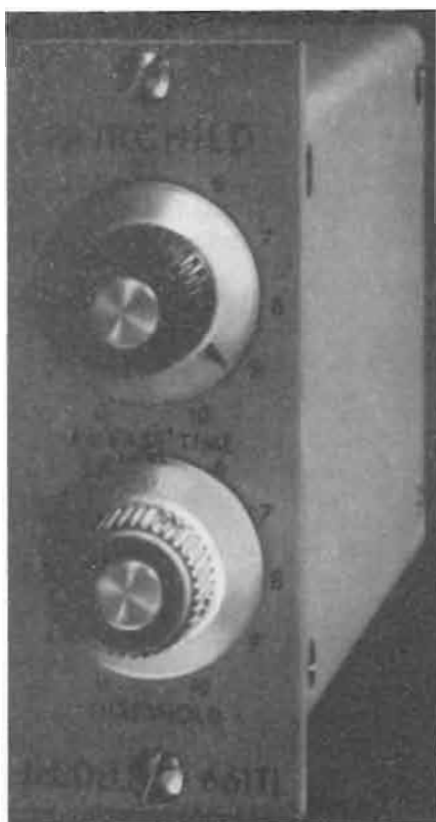
Lo stabilizzatore progettato dai Laboratori della BELL TELEPHONE permette, in un impianto tipico, di aumentare il guadagno di 9 o 10 dB prima che si verifichi un innesco, e diminuisce di 4 o 5 dB il livello della catena di reazione.

Il funzionamento dello stabilizzatore è legato alla improbabilità statistica che la funzione di trasferimento tra acustica ed elettroacustica dell'ambiente abbia dei picchi ogni 5 Hz per tutta la banda audio. Il segnale in ingresso modula una portante; il segnale così modulato viene demodulato con un segnale, che è spostato, in frequenza, di 5 Hz rispetto a quello della portante

Questa apparecchiatura è stata montata in un gran numero di sistemi di rinforzo sonori (della parola); rimane, però, qualche disparità d'opinioni circa il suo impiego in sistemi di amplificazione di programmi musicali.

Alcuni musicisti e direttori d'orchestra hanno affermato di essere in grado di notare questo slittamento di frequenza, specialmente se la musica riprodotta era composta da pezzi di piano e d'organo.

Questo comunque è un appunto del tutto modesto; lo stabilizzatore di reazione rimane uno dei più efficaci e semplici apparecchi a disposizione del progettista di sistemi sonori.

A

[1] Questo complesso può essere usato come espansore, oppure come «ducker» (sopprimendo un canale in favore dell'altro) o anche come compressore modificando o ampliando convenientemente il circuito.

L. Cesone

Una recente soluzione: la puntina ellittica*

Una puntina ellittica opportunamente sagomata può ridurre sensibilmente la distorsione di percorrimento della traccia, con effetti trascurabili per ciò che riguarda l'usura del disco, unicamente a patto che la pressione sulla traccia del solco venga mantenuta inferiore a 1,5 grammi.

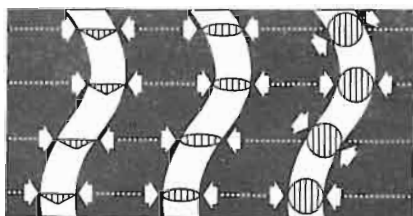



Fig. 1 - Vari metodi di percorrimento della modulazione del solco.

SI PUÒ affermare con quasi assoluta certezza che la caratteristica più trascurata nel descrivere le prestazioni di un fonorivelatore è stata, ed è ancora in molti casi, quella relativa al fattore di distorsione. Quantunque il problema della distorsione in genere sia stato da molti anni a questa parte l'oggetto di profonde discussioni ed analisi, la considerazione attribuita a questo fattore quando esso sia descrittivo della qualità di un fonorivelatore, non è certamente stata molta. La principale ragione di ciò deve probabilmente essere fatta risalire alla difficoltà di porre in relazione le misure di distorsione con le reazioni soggettive dell'udito umano.

D'altra parte la caratteristica più usuale per la valutazione dei fonorivelatori è stata la risposta di frequenza. Si è tuttavia riscontrato che in linea generale due fonorivelatori che possiedono praticamente la medesima risposta di frequenza possono riprodurre i suoni in modo assolutamente diverso. Sebbene a ciò contribuiscano numerosi fattori, si può affermare con certezza che la distorsione può avere importanti conseguenze sulla fedeltà di riproduzione di un suono.

Naturalmente le cause di distorsione sono numerose:

1) Distorsione dell'angolo di traccia.

I tipi di distorsione dell'angolo di traccia ampiamente trattati nella letteratura tecnica qualificata sono due e precisamente quella laterale e quella verticale. Entrambe queste forme di distorsione si manifestano allorchè il centro di rotazione della puntina del fonorivelatore differisce da quello della puntina impiegata per la registrazione della matrice del disco. La distorsione dell'angolo di traccia laterale può essere minimizzata con opportuno progetto del braccio del riproduttore. La distorsione dell'angolo di traccia verticale può essere a sua volta ridotta al minimo adattando lo spostamento della puntina di riproduzione all'angolo verticale di traccia inciso sul disco.

2) Distorsione di percorrimento (della traccia).

È quella distorsione che ha luogo a seguito delle differenze, pur minime, fra il profilo della puntina di riproduzione e quello della puntina di incisione della matrice del disco. La seguente discussione prenderà in esame tale argomento specifico analizzandolo in alcuni dettagli.

3) Distorsione dinamica.

Con questo termine viene normalmente individuata quella forma di distorsione che si manifesta in condizioni « dinamiche » vale a dire quando la puntina ha una azione deformante nei confronti del materiale di cui è fatto il disco, procedendo quindi lungo un contorno che non è esattamente quello posseduto dalla traccia in condizioni statiche. Si noti che, poichè non esiste un termine ufficiale per individuare questo fenomeno, abbiamo ad esso — arbitrariamente — attribuito quello di « distorsione dinamica ».

4) Distorsione causata dalla perdita di contatto fra puntina e solco.

Trattasi semplicemente della distorsione che ha luogo quando la puntina abbandona in senso verticale la superficie del disco o, in altre parole, rimbalza nel solco. Questo fenomeno può capitare in corrispondenza a passaggi di modulazione di livello molto elevato. Un'estrema conseguenza di tale tipo di distorsione può dar luogo alla completa espulsione della puntina dal solco.

1. - CHE COSA È LA DISTORSIONE DI PERCORRIMENTO

La puntina impiegata per incidere la matrice di un disco ha una sezione il cui contorno è simile a quello illustrato in *A* di fig. 1. La condizione fondamentale per la fedele riproduzione di un disco è che la puntina del fonorivelatore si muova esattamente nell'identico modo secondo il quale si è mossa la puntina di incisione durante la fase di registrazione della matrice. Si noti ora che una riproduzione esatta di detto spostamento non può essere ottenuta con una

(*) Tradotto da: KOGEN J., e SAMSON R., The elliptical stylus, *Audio*, maggio 1961, pag. 33.

puntina con estremità arrotondata, poichè il punto di tangenza fra la puntina sferica o conica ed il solco del disco varia in accordo alla modulazione impressa sul solco medesimo (v. fig. 1). Sebbene le variazioni di detto punto di tangenza siano impercettibili, esse danno luogo ad una entità di deviazione definita, e quindi valutabile, fra il movimento della puntina rivelatrice e quello della puntina di incisione. Questa differenza di spostamento si traduce in quella che viene denominata « distorsione di percorrimento » (della traccia). Questo fenomeno di distorsione è direttamente proporzionale alla frequenza ed alla velocità di incisione, ed inversamente proporzionale al quadrato della velocità di percorrimento del solco. Detto in altri termini, ciò significa che la distorsione citata si manifesta con maggior evidenza in corrispondenza della parte centrale del disco e per quei passaggi della registrazione contenenti frequenze elevate profondamente modulate. La differenza di forma fra la puntina di riproduzione e quella di registrazione dà pure luogo ad un fenomeno di interferenza, particolarmente sensibile per registrazioni a modulazione laterale del solco, riprodotte mediante un fonorivelatore stereo. Facendo sempre riferimento alla fig. 1, si può osservare che il solco inciso con la puntina cuneiforme avrà l'effetto di impartire uno spostamento in senso verticale alla puntina di riproduzione di tipo conico o sferico. Si noti che la distanza perpendicolare fra i punti di tangenza nel caso della puntina conica è minima quando l'onda sinusoidale incrocia l'asse zero, vale a dire, in corrispondenza dei valori di picco dell'onda medesima. Poichè i fonorivelatori stereo reagiscono altrettanto bene agli spostamenti orizzontali e verticali, anche in corrispondenza di questi ultimi si avrà la produzione di un segnale di uscita. Questo segnale di uscita rappresenta fondamentalmente una seconda armonica della modulazione laterale.

2. - COME MINIMIZZARE LA DISTORSIONE DI PERCORRIMENTO

Per parecchi anni si è ritenuto che un efficace metodo per minimizzare la distorsione di percorrimento e l'effetto di interferenza fosse quello di realizzare la puntina di riproduzione con un diametro terminale quanto più piccolo possibile. Vi è tuttavia una dimensione limite per le dimensioni di una puntina conica in quanto scendere al di sotto di tali dimensioni significa provocare lo scorrimento della puntina stessa sul fondo del solco con conseguenti fenomeni di rumorosità e di distorsione. Come pratico valore minimo del raggio dell'estremità di una puntina conica non è quindi generalmente possibile scendere al di sotto dei 4 o 5 decimi di millimetro.

Una minima distorsione di percorrimento potrebbe essere ottenuta impiegando una puntina di rivelazione sagomata esattamente come la puntina di incisione. In tal caso sorgerebbe naturalmente il problema di evitare che gli spigoli acuti e taglienti di una tale puntina potessero danneggiare o comunque consumare il solco impresso sul disco. Una buona soluzione potrebbe quindi essere quella di adottare un compromesso fra la forma conica e quella cuneiforme a spigoli acuti.

La forma di una puntina di riproduzione ideale dovrebbe quindi avere le seguenti caratteristiche:

1) Raggio minimo in corrispondenza dei punti di contatto con il solco del disco;

2) Un valore ottimale del raggio alla estremità, tale da mantenere la puntina in una posizione intermedia rispetto alla profondità del solco;

3) Perfetta simmetria fra i raggi delle due puntine nei punti di contatto con il disco onde consentire caratteristiche identiche in entrambi i canali di riproduzione, nel caso di un fonorivelatore stereo.

L'attuazione contemporanea di tali specifiche caratteristiche conduce a quella che abbiamo denominata, per esigenze di concisione, una puntina ellittica. In realtà, l'esatta forma dell'estremità della puntina non ha alcuna importanza, purchè essa realizzi le tre esigenze precedentemente stabilite.

Abbiamo proposto l'uso del termine « biradiale » con riferimento all'esistenza di due raggi differenti, uno nel punto di contatto con il disco e l'altro all'estremità inferiore della puntina. Si ritenne, tuttavia, che il termine « ellittica » fosse più semplice e potesse avere migliore accoglienza. Usando il termine « puntina ellittica » intenderemo quindi riferirci in generale ad una puntina che possieda le qualità richiamate.

3. - CONSIDERAZIONI DIMENSIONALI

Fino a questo punto ci siamo occupati in linea del tutto teorica e generale dei metodi che consentono di ridurre al minimo la distorsione di percorrimento. Questi sistemi non sono certamente nuovi e, in una forma o nell'altra sono stati sperimentati sui vari tipi di fonorivelatori commerciali. Fino ad ora vi sono state due fondamentali ragioni cui quasi certamente bisogna attribuire lo scarso successo avuto dalla puntina ellittica: anzitutto, i fenomeni di distorsione dovuti ad altre fonti sono stati relativamente più gravosi della distorsione di percorrimento e solo recentemente il progresso tecnico ha consentito di eliminare numerose di tali fonti di distorsione nell'ambito dei processi di incisione e di riproduzione dei dischi. Ecco dunque che, essendosi risolti parecchi problemi relativi alle fonti tradizionali di distorsione, quella di per-

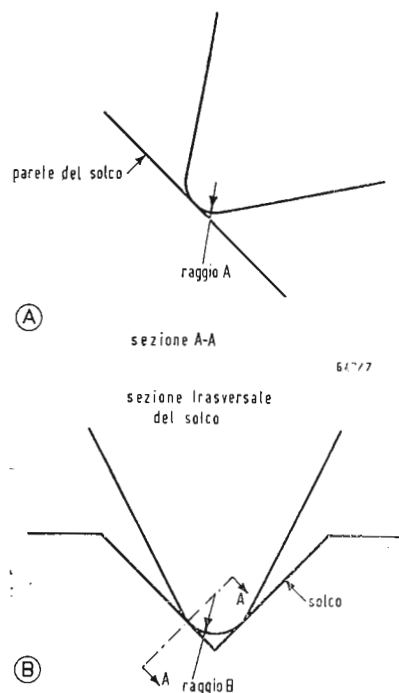



Fig. 2 - È illustrata la posizione della puntina nel solco. Si osservino i punti di contatto di essa con il disco.

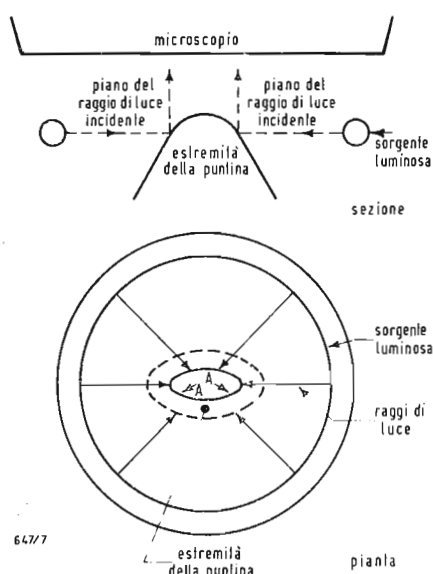



Fig. 3 - Metodo di misura di una puntina ellittica mediante un microscopio a forte ingrandimento.

corrimento è divenuta particolare oggetto di indagine. In secondo luogo, occorre ammettere che la realizzazione di puntine ellittiche di qualità veramente buona non è certo facile. Il problema di mantenere le richieste tolleranze sia dimensionali sia di simmetria, pur consentendo una soddisfacente levigatezza, è particolarmente gravoso. Ripiegare sulla realizzazione di una semplice puntina non circolare non conduce a nessun utile risultato. Mantenere d'altra parte le dimensioni che attuano le tre fondamentali caratteristiche precedentemente citate, la qual cosa è di fondamentale importanza, comporta dei processi di costruzione molto precisi e costosi.

Il problema della realizzazione di puntine ellittiche rigorosamente uniformi è condizionato alla possibilità di eseguire accurate misurazioni di esse. La necessità di attuare adatti procedimenti di misura, è di notevole importanza non solo per garantire una produzione di serie rigorosamente controllata, ma anche per assicurare delle misure di laboratorio che saranno successivamente di grande utilità per porre a confronto il fattore di forma della puntina con la distorsione e con le caratteristiche di riproduzione acustica del prodotto finito.

La fig. 2 pone in evidenza i parametri dimensionali di specifica importanza nel caso di una puntina ellittica. La dimensione « A » è relativa ai punti di contatto con il disco e si individua in un piano perpendicolare alla parete del solco, che forma un angolo di 45° con la superficie piana del disco. La dimensione « B » è relativa alla parte inferiore della puntina, e si individua su un piano perpendicolare sia al disco che alla parete del solco.

I metodi per eseguire la misura del raggio « A » sono due:

1) Può essere usato un metodo basato sulla riflessione di un raggio di luce in modo tale che esso sia orientato di 45° rispetto all'asse maggiore della puntina. Notevole cura deve essere posta nell'orientare la puntina rispetto al raggio di luce. Infatti anche un errore di orientamento trascurabile in una qualsiasi direzione può dar luogo ad un significativo errore di valutazione. È quindi assai importante fissare con estrema cura e precisione sia la puntina che il supporto onde mantenerli perfettamente immobili nel corso della misura.

2) In alternativa può anche servire un microscopio accuratamente calibrato ed impiegato come illustrato in fig. 3. Con questo metodo, un sottile raggio piano di luce viene diretto verso l'estremità terminale della puntina. La luce sarà dunque riflessa sull'obiettivo del microscopio da tutte le superfici dell'estremità della puntina che sono orientate a 45° con il raggio piano incidente. Due fotografie realizzate con questa tecnica sono riprodotte in fig. 4.

La curvatura misurata con questo metodo dovrà essere posta in relazione con la curvatura perpendicolare al solco mediante il fattore $\sqrt{2}$.

Il metodo è senza dubbio eccellente nel mostrare la simmetria della sommità della puntina nei confronti dei due raggi « A » (la fig. 4*b* riproduce l'aspetto di una puntina sferica da 0,5 mm, mentre la fig. 4*a* quello di una puntina ellittica).

La dimensione « B » può essere valutata con sufficiente approssimazione con il primo metodo citato (valendosi naturalmente di un adatto supporto di fissaggio), poichè non è così critica come la dimensione « A ».

4. - RISULTATI DELLE MISURE NEL CORSO DELLA PRODUZIONE DI PUNTINE ELLITTICHE

Fra i problemi inerenti la messa a punto della puntina ellittica « biradiale » fu data notevole importanza alla ricerca dei metodi più efficaci sia di misura quanto di facile ripetibilità dei processi costruttivi. Fu prodotta e sottoposta ad accurate misure una notevole quantità di puntine e ciò fu fatto valendosi di entrambe le tecniche precedentemente descritte. Le misure furono eseguite con lo scopo di porre in relazione la distorsione con le dimensioni del raggio « A ». Ulteriori misure furono eseguite per determinare gli effetti di una simmetria fra le due facce della estremità della puntina e l'orientamento di detta estremità nei confronti della puntina stessa. Fu eseguito inoltre il confronto fra puntine ellittiche e puntine convenzionali da 0,5 e da 0,7 mm. L'obiettivo fondamentale di queste misure fu quello di determinare gli effetti della forma dell'estremità della puntina nei confronti della distorsione di percorrimento. Per tale ragione, speciali precauzioni vennero prese per minimizzare ogni altro tipo di distorsione. A questo scopo fu realizzato uno speciale piatto giradischi onde eliminare la distorsione di traccia sia verticale che orizzontale. Questo piatto (figura 5) è montato su una coppia di perni che gli consentono di ruotare intorno ad un'asse parallelo alla superficie del disco. Regolando la posizione del piatto in maniera opportuna la distorsione di traccia in senso verticale può essere ridotta al minimo. Il braccio che reca il fonorivelatore è montato su di una base orientabile onde possa essere regolato per eliminare la distorsione causata dall'errore di traccia in senso laterale. Sfortunatamente non si conosce alcun mezzo per annullare la distorsione « dinamica». Malgrado ciò, il confronto di misure eseguite fra puntine sferiche e puntine ellittiche di varie dimensioni consentì di determinare inequivocabilmente l'effetto relativo alle dimensioni della puntina nei confronti della distorsione di traccia. Nel corso di queste prove furono eseguite misure sia di distorsione armonica che di intermodulazione. Le misure di distorsione armonica vennero esegui-

Tab. 1 - Percentuali di distorsione di seconda armonica relativa ad un solco modulato verticalmente in funzione del raggio della puntina.

	% di distorsione di 2ª armonica			
Raggio sommità della puntina	1 kHz - 21 cm/sec. Misurato	Calcolato	2 kHz - 24 cm/sec. Misurato	Calcolato
0,7 mm	9,2	8,0	13,5	16,8
0,5 mm	6,2	5,7	9,7	12,0
ellittica 0,2 mm	5,20	2,9	7,6	6,0

Tab. 2 - Distorsione di intermodulazione per diversi valori del raggio della puntina misurata sul disco prova CBS STR 111.

Raggio sommità della puntina	Distorsione di intermodulaz.
0,7 mm	6,8 %
0,5 mm	5,3 %
ellittica 0,2 mm . . .	3,9 %

te su un disco di prova recante due registrazioni a 1000 e 2000 Hz incise rispettivamente alla velocità di 21 e di 24 cm/sec. Questo disco fu inciso con il sistema di modulazione verticale usando un dispositivo di incisione Westrex 3C modificato per consentire un angolo verticale di traccia pari a 15°. Per rilevare i risultati di queste misure fu utilizzato un analizzatore d'onda della Quantec, modello 303. Le misure di intermodulazione, invece, vennero eseguite impiegando il disco prova Columbia STR 111 recante un tono a 4000 Hz registrato a 2,5 cm/sec e un tono a 400 Hz registrato a 20 cm/sec. Anche questo disco era del tipo a modulazione verticale registrato con un dispositivo di incisione Westrex 3C modificato. La distorsione di intermodulazione fu valutata mediante un apposito strumento di misura della Audio Instrument modello 167.
Le tabelle I e II presentano le percentuali relative di distorsione misurate su puntine sferiche da 0,7 e 0,5 mm e su puntine ellittiche. Tutte le misure ivi riportate vennero effettuate usando un fonorivelatore Shure V 15. Le medie furono calcolate servendosi di un numero sufficientemente ampio di unità onde convalidare la tecnica della media. Le puntine ellittiche usate per queste prove presentavano un valore nominale del raggio « A » di 0,2 mm e del raggio « B » di 0,9 mm. Tutte le puntine, inoltre, presentavano una simmetria fra i raggi « A » di ± 0,05 mm, al massimo.

5. - DISCUSSIONE DELLE TABELLE I E II

La più importante caratteristica indicata in queste tabelle è la variazione della distorsione in funzione delle dimensioni della puntina. Le misure assolute di distorsione devono essere valutate tenendo conto di numerose variabili che possono interferire con i procedimenti di misura. Fra queste va inclusa la distorsione che può essere stata incisa sul disco, come pure la possibilità che i dischi fossero incisi ad una velocità di modulazione assai elevata, superiore ai 20 cm/sec. Poichè il livello medio al quale la maggior parte dei dischi vengono incisi è compreso fra 3 e 5 cm/sec, le percentuali di distorsione sono evidentemente assai superiori a quelle che ci si può normalmente aspettare da un tipico disco commerciale.
L'esperienza mostra che la puntina ellittica consente una distorsione armonica nettamente inferiore del 20% nei confronti di una puntina sferica da 0,5 mm, e di circa il 40% nei confronti di una puntina da 0,7 mm. Per quanto concerne la distorsione da intermodulazione si misurò per la puntina ellittica un valore inferiore del 27% rispetto ad una puntina di 0,5 mm, e del 43% rispetto ad una puntina da 0,7 mm. Poichè gran parte della distorsione rilevata è causata da fattori estranei alla distorsione di percorrimento, il miglioramento calcolato è, come previsto, migliore di quello che fu possibile misurare.

6. - EFFETTO DELL'ASIMMETRIA

Furono eseguite misure su puntine che presentavano un'asimmetria nel rapporto di 2 a 1. Per esempio, il raggio « A » relativo ad un lato era di 0,4 mm e quello relativo all'altro lato di 0,2 mm. Come previsto, la distorsione prodotta dal lato di 0,4 mm fu rilevata essere sensibilmente superiore di quella dovuta al lato di 0,2 mm. Fu inoltre appurato che puntine asimmetriche determinano variazioni nel responso di frequenza fra i due canali di una registrazione stereo.

7. - EFFETTO RELATIVO A DIFETTI DI FORMA

Onde determinare con precisione quali fossero gli effetti di una puntina ellittica di forma non corretta, fu appositamente realizzato un certo numero di puntine con raggi « A » non regolari e con una notevole asimmetria. La fig. 6 mostra come si presenterebbe una puntina ellittica di qualità scadente eseguendo il controllo mediante la tecnica del microscopio. Puntine ellittiche irregolari possono essere facilmente realizzate semplicemente asportando mediante rettifica, parte dell'estremità di una normale puntina sferica. Una puntina così ottenuta verrà a perdere le caratteristiche di sfericità e potrebbe essere in un certo senso definita ellittica. Le misure condotte hanno indicato

Fig. 6 - Fotografia di una puntina ellittica di forma non corretta, ottenuta usando il metodo di fig. 3.

molto chiaramente che una puntina non sferica di forma irregolare (è preferibile in questo caso evitare il termine ellittica) presenterà prodotti di distorsione superiori cinque o sei volte a quelli di una buona puntina sferica da 0,5 o da 0,7 mm. Naturalmente, l'uso del termine « ellittica » per puntine di questo tipo non potrebbe in nessun modo garantire che il fonorivelatore sarebbe in grado di minimizzare la distorsione di forma presentata. È dunque cosa di notevole importanza che la puntina venga prodotta con cura minuziosa ed uniformità, onde essa consenta quelle riduzioni di distorsioni di traccia citate alle tabelle I e II. Naturalmente ciò comporta la necessità di attuare un accuratissimo controllo di qualità, il che significa in altre parole che il prodotto deve associare caratteristiche di qualità che possono essere garantite unicamente mediante accurate misure e controlli.

8. - EFFETTI SUL LOGORIO DEL DISCO

Avendo dimostrato che la riduzione di distorsione è proporzionale alle dimensioni del raggio « A », ci occuperemo ora dell'effetto di questo raggio nei confronti dell'usura del disco. È noto che riducendo questo raggio al punto in cui la puntina assume la forma di un cesello, si va incontro all'instaurazione di elevatissime pressioni di contatto fra la puntina stessa ed il disco. Dobbiamo supporre che esiste una certa ottima dimensione per il raggio « A » la quale consente di diminuire la distorsione di forma senza influenzare sensibilmente la durata del disco. Onde determinare l'effetto nei confronti della durata del disco, vennero eseguite prove su alcuni dischi recanti sia segnali di prova che registrazioni effettive di programmi.

Poichè l'usura del disco è in relazione diretta con la pressione di contatto fra le estremità della puntina ed il disco, occorre considerare i fattori che influenzano tale pressione. Questi fattori comprendono il raggio della puntina, la pressione sulla traccia e le caratteristiche dinamiche del complesso puntina-disco. L'ultimo elemento considerato è dovuto all'effettiva inerzia della puntina, ai reciproci rapporti tra puntina e disco e alle forze di smorzamento fra cui quelle visco-elastiche. Questi ultimi parametri mantengono dei valori fissi per una puntina di determinato progetto, per cui le maggiori variabili sono il raggio della estremità e la pressione sulla traccia.

Numerosi sono i metodi proposti per misurare l'usura di un disco. Due sono i fattori principali da prendere in considerazione: l'effetto del rumore di fondo e la modifica della modulazione impressa nel solco del disco. Numerose prove sono state eseguite per giungere ad una misura di questi parametri tipici dell'usura e per eseguire un confronto (in questo senso) fra puntine ellittiche e sferiche.

8.1. - Rumore di fondo

Il disco di prova usato per questo esperimento era il CBS-STR-100 banda 6 A e 7 A che è modulato a 1000 Hz e registrato ad una velocità di 3,54 cm sec. Un analizzatore d'onda fu impiegato per misurare l'uscita alle differenti frequenze comprese nella gamma audio. Le misure furono eseguite durante la prima riproduzione del disco con una puntina ellittica da 0,2 mm di raggio, e con una pressione sul disco pari a 1,5 grammi. Il disco fu riprodotto trenta volte e le misure furono ripetute dopo ogni dieci riproduzioni. La fig. 7 rappresenta un grafico che pone in relazione l'uscita rispetto alla frequenza dopo la prima e dopo trenta riproduzioni. L'uscita relativa a 1000 Hz, 2000 Hz, 3000 Hz e così via indica la modulazione incisa sul disco più i prodotti della distorsione residua. L'uscita relativa alle altre frequenze pone in evidenza il rumore di fondo.

Le conclusioni ricavate a seguito di questa prova furono che il rumore di fondo non subisce variazioni di entità misurabile anche in corrispondenza della massima pressione sulla traccia relativa

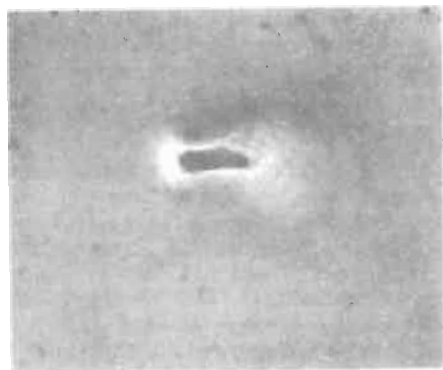



Fig. 4 - A) Fotografia di una puntina ellittica ottenuta usando il metodo illustrato in fig. 3 (ingrandimento 600 volte). B) Aspetto di una puntina sferica.

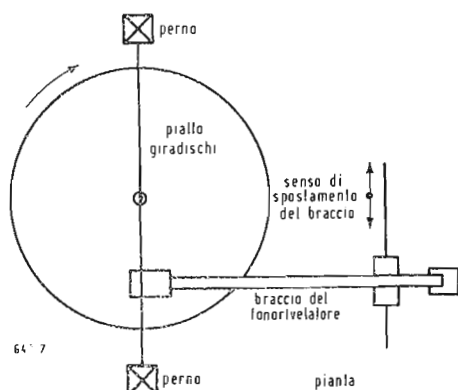



Fig. 5 - Piatto giradischi usato per minimizzare l'errore verticale di traccia.

Fig. 7 - Rumore di fondo per differenti frequenze di un disco recante un'incisione a 1000 Hz durante la prima e la trentesima riproduzione con una puntina ellittica di 0,2 mm ed una pressione sulla traccia di 1,5 grammi.

al fonorivelatore impiegato. Un certo aumento in uscita fu rilevato a circa 12.000 Hz, valore di risonanza per la puntina ed il disco. Ulteriori prove mostrarono che questa piccola entità di misura può essere eliminata sotto identiche condizioni di prova, riducendo la pressione sulla traccia ad un grammo od anche meno.
Una seconda prova relativa al rumore di fondo a larga banda fu eseguita per una frequenza di 10.000 Hz usando la puntina ellittica con una pressione sulla traccia di 1,5 grammi. Per questa prova ci si servì di uno strumento misuratore della distorsione armonica che misurava l'uscita relativa a tutte le frequenze eccettuata quella di 10.000 Hz. La distorsione totale più il rumore fu valutata al 2,2% durante la prima riproduzione e al 2,8% durante la 70ª, il che rappresenta una variazione di rumore indubbiamente moderata.

8.2. - Responso di frequenza

Una variazione di modulazione del solco dovrebbe essere indicata da una variazione del responso di frequenza valutata su un disco nuovo rispetto ad un disco usato. Le prove furono condotte usando il disco CBS-STR 100, bande 1 A e 2 A. Si eseguì la registrazione dell'uscita di un fonorivelatore rispetto alla frequenza per diversi valori di pressione sulla traccia e di raggio della puntina, prima su un disco nuovo e successivamente sul medesimo disco dopo un numero significativo di riproduzioni. I risultati di queste prove furono i seguenti:
a) Con una pressione di un grammo, per una puntina ellittica da 0,2 mm, non si pervenne alla rivelazione di alcuna variazione sensibile del responso di frequenza.
b) Con una pressione di 1,5 grammi, sempre con puntina ellittica fu notata una leggera alterazione del responso fra 10.000 e 20.000 Hz dopo 100 riproduzioni.
c) Con una pressione di 3 grammi, sempre con puntina ellittica, si rilevò un sensibile effetto sul segnale di uscita nella gamma compresa fra 10.000 Hz e 20.000 Hz.
d) Con una puntina sferica da 0,7 mm e con una pressione di 3 grammi si notò una influenza sul responso fra 10.000 e 20.000 Hz dopo 100 riproduzioni pari circa a quella dovuta ad una puntina ellittica da 0,2 mm alla pressione di 1,5 grammi.
Si concluse dunque che la pressione sulla traccia per una puntina ellittica da 0,2 mm non dovrebbe essere superiore ad un massimo di 1,5 grammi, e che il valore ottimo è quello di 1 grammo.

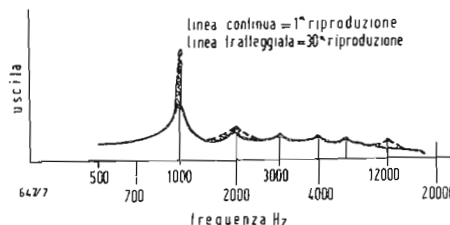
8.3. - Prove con segnali di onde quadre

In alternativa alle misure di responso di frequenza precedentemente eseguite si procedette ad una serie di prove con modulazione impulsiva di onde quadre usando il disco di prova CBS-STR 111. Questo disco contiene delle bande di segnali ad onda quadra alla frequenza di 1000 Hz con modulazione laterale, verticale e stereo (canale sinistro e canale destro).
Le prove furono condotte su una puntina ellittica da 0,2 mm alla pressione di 1,5 e di 3 grammi. Eccone i risultati:
a) Con la pressione di 1,5 grammi fu notata una variazione minima dopo 25 riproduzioni. L'effetto della puntina ellittica alla suddetta pressione fu quindi ritenuto ragionevolmente trascurabile sia per la modulazione verticale e laterale che per quella stereo.
b) L'usura dopo 25 riproduzioni con una pressione di 3 grammi fu assai meno pronunciata sui canali stereo. Una variazione trascurabile si notò per il solco con modulazione laterale e con «notevole sorpresa» anche per il solco con modulazione verticale.

8.4. - Prove di ascolto

Onde eseguire una valutazione completa del fenomeno di usura del disco è indispensabile riprodurre non solo delle registrazioni di prova, ma anche dei dischi recanti delle normali registrazioni. Si procedette in questo senso scegliendo un disco contenente un pezzo musicale ricco di frequenze alte e di profondi livelli di modulazione. Esso fu riprodotto 100 volte tramite una puntina ellittica da 0,2 mm sottoposta ad una pressione di 1,5 grammi. Successivamente il medesimo pezzo musicale fu riprodotto da un disco perfettamente nuovo: tre esperti ascoltatori non ebbero modo di rilevare alcuna differenza fra le due riproduzioni. L'osservazione microscopica del disco riprodotto successivamente per cento volte mostrò tuttavia una certa «perdita» di materiale in corrispondenza dei solchi, indicante appunto una certa usura che non fu tuttavia rilevabile nel corso della riproduzione sonora.

9. - CONCLUSIONI

Le conclusioni dedotte dagli esperimenti che abbiamo illustrato furono che la distorsione di percorrimento della traccia può essere sensibilmente ridotta impiegando una puntina ellittica biradiale. È naturalmente indispensabile che questa possegga delle dimensioni strettamente controllate, un notevole grado di levigatezza e che sussista la simmetria fra i due punti di contatto con il solco del disco.
Sebbene non si possa negare che ancora molto occorre fare per raggiungere l'optimum della riproduzione fonografica, bisogna tuttavia ammettere che l'adozione della puntina ellittica biradiale può contribuire assai sensibilmente a minimizzare la distorsione. Ciò è stato dimostrato nel corso di accurate misure elettriche su dischi di prova e, il che è senza dubbio più importante, da numerosissime prove di ascolto su un'ampia varietà di programmi. A

dott. ing. P. Rosti

Adattatore per FM completamente transistorizzato*

Viene presentato sulla stampa tecnica francese questo adattatore per FM funzionante nella banda da 86,5 a 108 MHz. Pur ricorrendo a circuiti e tecniche convenzionali l'adattatore realizzato dalla società CICOR presenta caratteristiche abbastanza brillanti.

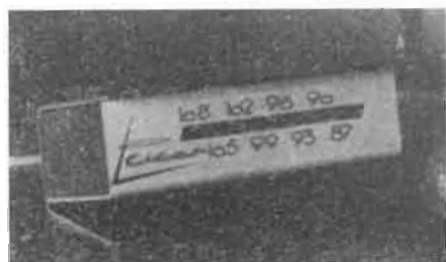



Fig. 1 - L'adattatore FM transistorizzato CICOR.

1. - GENERALITÀ

L'adattatore CICOR, interamente transistorizzato (fig. 1), collegato ad un amplificatore di qualità, consente la ricezione delle trasmissioni radio in modulazione di frequenza, relative alla banda 86,5 ÷ 108 MHz.

Le sue possibilità di utilizzazione sono molto ampie, in quanto la sua alimentazione è effettuata a mezzo pile (2 elementi normali da 4,5 V), con un consumo molto ridotto (11 mA), evitando così il fastidio di frequenti sostituzioni delle stesse.

2. - DESCRIZIONE

Il ricevitore propriamente detto è composto di tre parti distinte:

— sezione alta frequenza

— sezione media frequenza

— chassis demoltiplicatore

L'insieme è montato in un mobiletto di altuglas in due pezzi; il primo con funzioni di frontale e fondo, il secondo di cassonetto.

Le regolazioni della sintonia e del livello sonoro si effettuano a mezzo rotelline. (L'interruttore di accensione è accoppiato al potenziometro di volume).

3. - STUDIO DEL CIRCUITO

3.1. - La sezione A.F.

comprende:

— lo stadio alta frequenza

— lo stadio oscillatore-modulatore

Stadio alla frequenza.

Questo stadio è equipaggiato con un transistore AF124, montato con base comune. Le resistenze costituenti il partitore di base e la resistenza d'emettitore sono state scelte in modo d'avere un assorbimento di 2 mA ed una stabilizzazione soddisfacente.

Il traslatore d'ingresso permette, a mezzo del suo avvolgimento primario accoppiato e di un partitore capacitivo (22-47 pF), di adattare l'impedenza di antenna all'impedenza d'entrata del transistore, assicurando una sufficiente banda passante. Il circuito d'accordo è inserito nel collettore di questo primo transistore.

Stadio oscillatore modulatore.

Il segnale presente al collettore del primo transistore, viene applicato, attraverso un condensatore di 3,3 pF, all'emettitore del transistore modulatore di tipo AF125, montato con base comune. Per eliminare i residui di media frequenza presenti sull'emettitore e per aumentare il guadagno di conversione, è stato inserito fra emettitore e massa un circuito « reiettore », accordato sulla media frequenza (10,7 MHz). La bobina oscillatrice è collegata fra massa ed il collettore di questo transistore attraverso un condensatore di 47 pF, avente nello stesso tempo le funzioni di accordo primario del primo trasformatore di media frequenza.

La persistenza dell'oscillazione è effettuata nella maniera classica a mezzo del condensatore di reazione di 1,5 pF, montato fra l'emettitore ed il collettore attraverso un condensatore di 47 pF. Il cambiamento di frequenza è del tipo supereterodina (battimento superiore), dove la frequenza dell'oscillatore locale (97,2 ÷ 118,7 MHz) è superiore alla frequenza del segnale in arrivo (86,5 ÷ ÷ 108 MHz).

3.2. - Sezione media frequenza

Una resistenza di 22 Ω collega il primo trasformatore di MF (« *E* »), facente parte della sezione AF e il secondo transistore AF125 della sezione MF.

(*) Rielaborato da notizie apparse sulla stampa tecnica francese e su *Revue de Son*, n. 137, settembre 1964, pag. 361, nella rubrica « attività industriale ».

I tre transistori di media frequenza sono montati nella stessa maniera e cioè con emettitore comune. L'emettitore caricato da una resistenza di 1,5 kΩ è disaccoppiato da un condensatore di 47 pF. Il punto di funzionamento è fissato a mezzo un partitore di base classico (6,8 kΩ e 10 kΩ). Questo partitore non è, d'altra parte, direttamente collegato alla base del transistore, ma al punto freddo dell'avvolgimento secondario disaccoppiato da 47 pF. Allo scopo di adattare in maniera ottima le impedenze, la presa effettuata sul secondario è collegata direttamente alla base del transistore.

I due primi transistori di MF sono degli AF125, il terzo un AF126. Il discriminatore è un rivelatore a rapporto equipaggiato con diodi OA79. Il circuito di rivelazione viene equilibrato in sede di regolazione a mezzo di un potenziometro di 10 kΩ.

Il segnale modulato viene prelevato dal punto di mezzo di un partitore, formato da due resistenze di 10 kΩ, costituenti in massima parte il carico di rivelazione. Dallo stesso punto viene prelevata la tensione di comando del controllo automatico di frequenza (CAF), attraverso una resistenza di 470 kΩ, seguita da un condensatore di disaccoppiamento di 47 pF.

Il CAF è stato studiato in maniera tale che la regione di correzione del diodo BA102 sia sufficientemente piccola, affinchè il ricevitore non salti automaticamente, nel caso che esso sia installato in una località servita da due stazioni con frequenze molto vicine, sulla frequenza dell'emettitore più potente.

Tuttavia, questa regione di correzione del diodo BA102 è abbastanza larga per garantire una regolazione dolce e piacevole. In più, anche se il più piccolo disaccordo in frequenza sia del tutto improbabile, il CAF elimina sistematicamente ogni possibilità di slittamento.

Un circuito classico collega, infine, lo stadio di rivelazione al potenziometro di livello.

3.3. - Chassis demoltiplicatore

Una piastra forma come sfondo un piano sul quale si muove l'ago. L'insieme, composto dal pezzo ad « *L* » (formante il quadro ed il fondo) e dallo chassis, è fissato al cassonetto a mezzo di due squadrette saldate sulla piastra ed appoggiato su due tasselli facenti parte del cassonetto.

Il potenziometro di livello e l'interruttore accoppiato sono montati su una piccola squadretta fissata sulla piastra anteriore, sulla quale si appoggia il costone smontabile (per la sostituzione delle pile basta togliere una vite). L'altro costone è fissato sul lato della piastra della sezione AF a mezzo di due viti.

A

Fig. 2 - Schema elettrico dell'adattatore FM transistorizzato Cicor.

Fig. 1/0679

0677 – *Sig. F. Simonato - Venezia.*

D. Sono in possesso di un amplificatore PHILIPS stereo AG 9016 e di un giradischi GARRARD mod. 4HF con una cartuccia ceramica EV26, la quale produce notevolissime distorsioni negli alti.
Ho tentato di sostituire la cartuccia in questione con una « Sonotone » mod. 10T2-SD senza alcun successo, perchè con una pressione di circa 10 grammi il braccio salta sui solchi dei dischi, sia mono che stereo.
Cosa mi consigliate?

R. A parer nostro il cattivo funzionamento fonografico non è dovuto alla testina, ma al braccio del giradischi. Poichè il mod. 4HF Garrard non ha mai presentato inconvenienti, le consigliamo di far equilibrare il braccio, che non deve essere montato correttamente sul giradischi. Può rivolgersi a « Tecnoradio Lombarda » di Guidetti e Cannas, Milano, Via Zuretti 47/B, oppure direttamente alla SIPREL, Milano, Via F.lli Gabba 1/A.

a.f.

0678 – *Sig. Pedrini D. – Bologna.*

D. Vorrei costruirmi un amplificatore HI-FI di tipo Williamson. Mi mancano le caratteristiche del trasformatore di uscita, perciò vi prego di rispondere al seguente quesito: Credete che si possano ottenere buoni risultati affidando la costruzione del T.U. in questione ad un laboratorio o che invece ciò sia da escludere assolutamente e sia meglio acquistarlo da una Ditta specializzata?

R. I dati costruttivi del T.U. Williamson originale sono riportati alle pagg. 179-181 del n. 7, Luglio 1958 di *a.f.*
Nello stesso articolo del Simonini è pure riportato lo schema coi dati costruttivi del T.U. Philips, di ottime prestazioni e molto economico. Avvertiamo però che: 1°) la impedenza anodo-anodo dei tubi EL84 è di 8000 Ω e non di 800; 2°) in fig. 3, a pag. 181, l'inizio dell'avvolgimento P_2 deve essere collegato con la fine di P_1 e non con l'inizio di P_1.
Non è da escludere che un laboratorio specializzato in *a. f.* possa costruire con successo un T.U. Williamson. Certamente l'impresa non è facile e se fosse facilmente reperibile gli Acrosound o i Partridge, converrebbe senz'altro acquistarne uno originale con tutte le garanzie. Oggi però è difficile ottenere tali materiali, perchè in Italia non hanno trovato mercato. Conviene allora rivolgersi a chi abbia esperienza in tale campo in Italia, per es., la HIRTEL, Torino, Via Beaumont 42; oppure la ELECTRON-MARBÉ, Genova, Via Edilio Raggio 2; o infine la AROS, Milano, Via Bellinzaghi 17.

a.f.

0679 – *Sig. G. Canu – Olbia.*

D. Interessandomi il preamplificatore stereofonico, apparso su l'*antenna*, Luglio 1964, pag. 327, vorrei sapere come sono stati orientati sul telaio (con le sue dimensioni) i vari componenti, dalla casa costruttrice.
Inoltre mi interessa lo schema di un buon amplificatore (possibilmente in single-end) adatto ad essere pilotato dal suddetto preamplificatore, e quello di un alimentatore capace di soddisfare ambedue complessi.

Il bollettino tecnico d'informazione n. 16 PHILIPS, ove veniva descritto il preamplificatore è purtroppo irreperibile.
È possibile riunire in un'unico telaio tutto il sistema alimentatore pre- e amplificatore?
R. Le assicuriamo che nel n. 16 del Bollettino Philips non è fatto alcun cenno circa la costruzione del preamplificatore, quindi manca qualsiasi indicazione dimensionale o di sposizione sul telaio. Detto Bollettino riporta una dettagliata descrizione del circuito e delle caratteristiche tecniche del preamplificatore, la cui costruzione non presenta particolari difficoltà e richiede le ben note precauzioni relative ai montaggi di preamplificatori ad alto guadagno.
Riproduciamo lo schema di un famoso amplificatore stereo della Casa LEAK: il modello « Stereo 20 ». L'alimentatore è incorporato, semplicissimo e presenta uno zoccolo octal per l'alimentazione del preamplificatore stereo.
Poichè il preamplificatore ha l'uscita ad alta impedenza, può essere montato sullo stesso telaio dell'amplificatore di potenza (e dell'alimentatore), infatti non sarebbe atto al collegamento con un lungo cavo schermato fra esso e l'amplificatore di potenza.
Nel caso Ella utilizzasse un amplificatore stereo di 10 W si renderebbe necessario l'attenuatore qui riportato. *a.f.*

Fig. 2/0679

0680 – *Sig. L. Canavese – Settimo Torinese – Torino.*

D. 1) Desidererei sapere se l'amplificatore push-pull senza T.U. di cui è pubblicato lo schema a pag. 144 del n. 3 de « *l'antenna* » è adatto a funzionare in coppia come amplificatore stereofonico e nel caso che lo fosse desidererei avere lo schema di un buon preamplificatore stereo adatto a tale amplificatore. Riguardo a tale amplificatore vorrei sapere il valore e le caratteristiche delle indutanze L_1 e L_2. Il collegamento di C_8 è esatto? Non deve essere collegato a massa?
Confrontando tale amplificatore con quello di cui vi allego lo schema ricavato dalla rivista « *alta fedeltà* » noto alcune differenze, perchè?
2) È adatto l'altoparlante 9710M PHILIPS per detto amplificatore?
3) Desidero uno schizzo quotato del bass-reflex per l'altoparlante da usare con l'amplificatore.
R. 1) Si, duplicando lo schema in oggetto si ottiene un amplificatore stereo 2 × 10 W adatto a essere pilotato dal preamplificatore PHILIPS di cui le alleghiamo lo schema coi relativi valori. Il bilanciamento e la regolazione del tono risulteranno un poco laboriosi dovendo essere effettuati agendo separatamente sui due preamplificatori.
La descrizione del preamplificatore e dell'amplificatore in oggetto si trova sul Bollettino Tecnico d'informazione PHILIPS nn. 11-12-13-33.
Le impedenze L_1 e L_2 sono di 60 H ciascuna ed hanno la resistenza di 400 Ω; la corrente di schermo è di 4 mA; la caduta di tensione ai capi dell'impedenza risulta pertanto di 1,6 V e la tensione di schermo di 318 V circa.
Il condensatore C_8 deve essere collegato a massa e non come erroneamente riporta la fig. 1 di pag. 144 loco citato.
Le differenze tra i due schemi da Lei confrontati si spiegano con le varianti apportate dalla PHILIPS al suo amplificatore, che in un primo tempo rispondeva allo schema da noi riprodotto su « *alta fedeltà* », in seguito modificato come da noi pubblicato su « *l'antenna* » (salvo il collegamento di C_8).
2) L'altoparlante 9710M Philips ha l'impe-

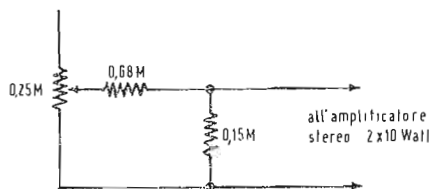



Fig. 1/0680

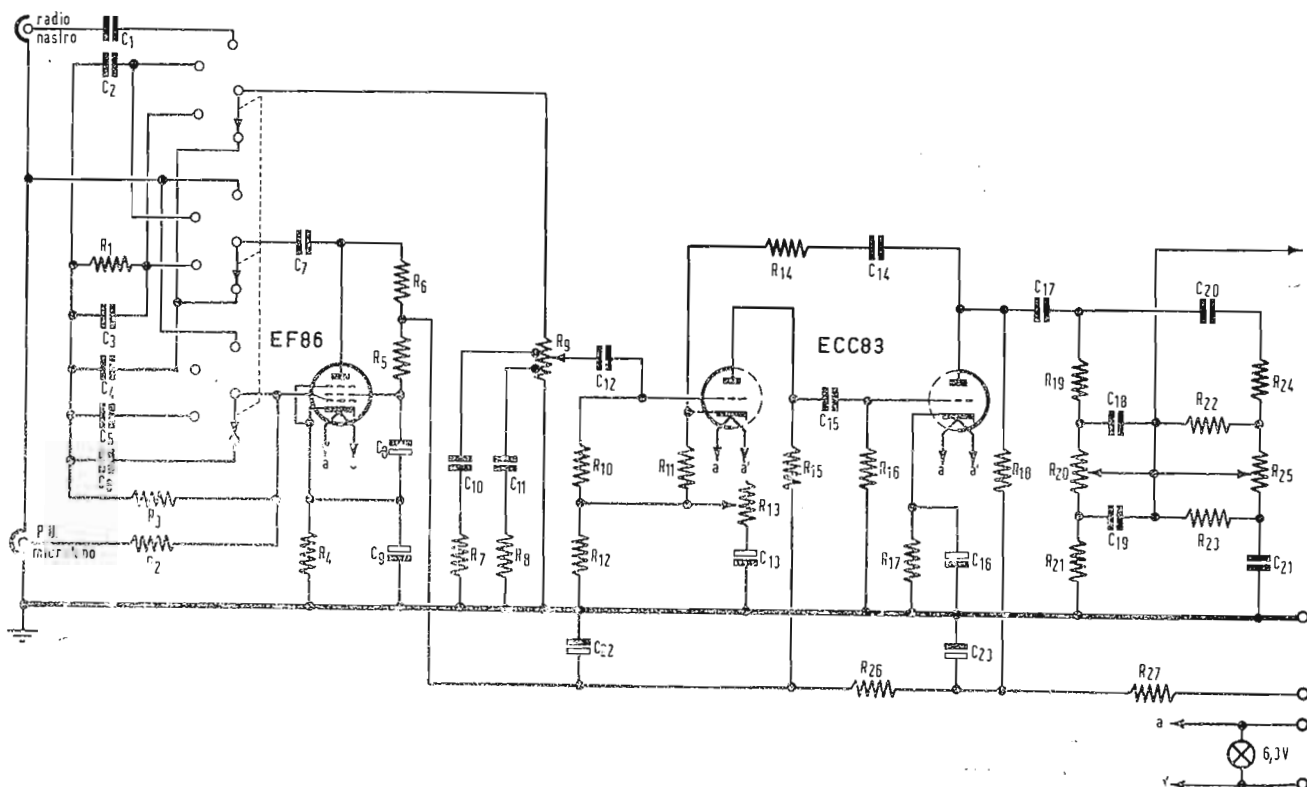
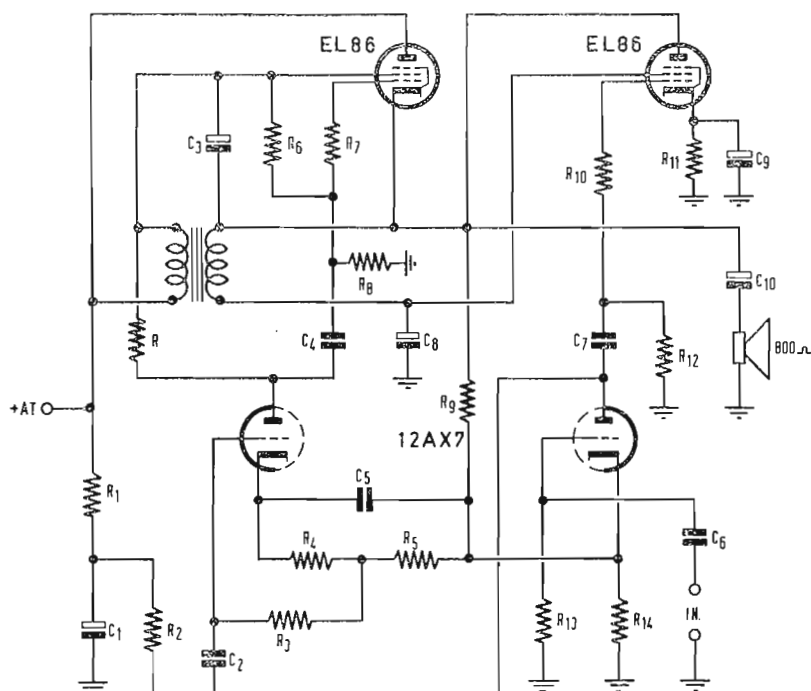



Fig. 2/0680

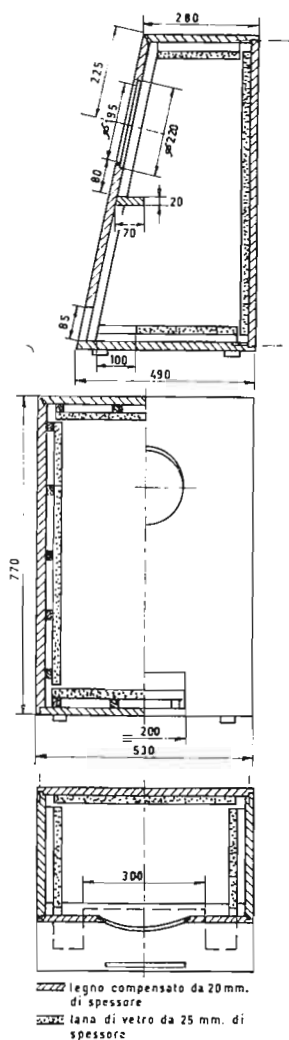



Fig. 3/0680

denza di 7 Ω, quindi non è ad atto all'amplificatore senza T.U. richiedente un altoparlante ad alta impedenza. Il tipo adatto è il 9710AM Philips di 800 Ω.
Le forniamo il disegno del mobile bass-reflex Philips per l'altoparlante 9710AM.
Elenco componenti.
Resistenze: R_1 = 8,2 MΩ, ±10 %, ¼ W; R_2 = = 68 kΩ, ±10 %, ¼ W; R_3 = 680 kΩ, ±10 %, ¼ W; R_4 = 2,2 kΩ, ±10 %, ¼ W; R_5 = 390 kΩ, ±10 %, ½ W alta stabilità; R_6 = = 100 kΩ, ±10 %, ½ W alta stabilità; R_7 = = 47 kΩ, ±10 %, ¼ W; R_8 = 10 kΩ, ±10 %, ¼ W; R_9 = 800+100+100 kΩ logarit.; R_{10} = 1 MΩ, ±10 %, ¼ W; R_{11} = 2,2 kΩ, ±10 %, ½ W; R_{12} = 23 kΩ, ±10 %, ½ W; R_{13} = 100 kΩ lin.; R_{14} = 120 kΩ, ±10 %, ¼ W; R_{15} = 220 kΩ, ±10 %, ½ W; R_{16} = = 1 MΩ, ±10 %, ¼ W; R_{17} = 1 kΩ, ±10 %, ½ W; R_{18} = 100 kΩ, ±10 %, ½ W; R_{19} = = 100 kΩ, ±10 %, ¼ W; R_{20} = 1 MΩ logarit.; R_{21} = 22 kΩ, ±10 %, ¼ W; R_{22} = 470 kΩ, ±10 %, ¼ W; R_{23} = 100 kΩ, ±10 %, ¼ W; R_{24} = 10 kΩ, ±10 %, ¼ W; R_{25} = 1 MΩ log.; R_{26} = 47 kΩ, ±10 %, ½ W; R_{27} = 22 kΩ, ±10 %, ½ W.
Condensatori: C_1 = 22nF; C_2 = 470 pF; C_3 = = 330 pF; C_4 = 330 pF; C_5 = 100 pF; C_6 = = 120 pF; C_7 = 10 nF; C_8 = 8 μF, 300 V*á*; C_9 = 100μF, 3 V*á*; C_{10} = 5,6 nF; C_{11} = 33 nF; C_{12} = 0,1 μF, 125 V*á*; C_{13} = 10 μF, 70 V*á*; C_{14} = 8 μF, 300 V*á*; C_{15} = 10 nF; C_{16} = 100 μF, 3 V*á*; C_{17} = 0,1 μF, 400 V*á*; C_{18} = 4,7 nF; C_{19} = 22 nF; C_{20} = 390 pF; C_{21} = 4,7 nF; C_{22} = C_{23} = 2×16 μF, 30 V*á*.

0681 – *Sig. D. Manini – Mantova.*

D. Mi accingo alla costruzione dell'amplificatore stereofonico, apparso a pag. 87 de « La tecnica della stereofonia ».
Gradirei ottenere risposta ai seguenti quesiti: 1°) Quale marca e tipo di trasformatore d'uscita devo impiegare, onde ottenere i migliori risultati? 2°) Qual è il valore della resistenza dell'impedenza di filtro da 1,5 H, 130 mA? 3°) Posso usare resistenze a carbone con toll. 5-10 % e condensatori in resina poliestere, reperibili in commercio? 4°) Vorrei avere dettagli sulla messa a punto di tali amplificatore stereofonico. 5°) Dispongo di due altoparlanti Goodmans ellittici, aventi le dimensioni di 20 × 12 cm; sono adatti per l'amplificatore in questione?

R. 1°) Trattandosi di amplificatore a uscita singola (EL84) non vi sono trasformatori di uscita di altissima fedeltà. Consigliabile è il tipo Philips PK 508 13 (impedenza primaria 5000 Ω; impedenza secondaria 7 Ω; potenza 4 W; induttanza 14 H; resistenza 750 Ω; rapporto spire 27; rendimento 77 %; corrente di magnetizzazione 48 mA).
2°) La resistenza dell'impedenza di filtro è di circa 300 Ω.
3°) Le resistenze a carbone sono da escludere per la loro rumorosità. Usi resistenze a impasto (ottime le Metallux e le Erie).
4°) La messa a punto va eseguita con l'aiuto dell'oscillografo, di un buono analizzatore
4°) La messa a punto va eseguita con l'aiuto dell'oscillografo, di un buono analizzatore universale e possibilmente di un distorsiometro, oltre ad un generatore di bassa frequenza (meglio se di onda quadra).
Per il montaggio si tengono presenti le solite norme: collegamenti di griglia più brevi possibili; conduttori anodici lontani da quelli delle griglie; eventuale schermatura del conduttore + A. T.; elettrolitici lontani dalle fonti di calore; trasformatore di alimentazione lontano dai circuiti di entrata e orientato con asse circa a 90° con gli assi del trasformatori di uscita; buone masse; conduttori di accensione a doppino.
La corrente anodica dei tubi EL84 non deve superare 48 mA (per tubo); l'impedenza degli altoparlanti deve essere coi T.U. PK 508 13) 7 Ω, minimo 5 Ω.
5°) Sì, purchè l'impedenza della bobina mobile non sia minore di 5 Ω (molti altoparlanti Goodmans hanno impedenze di 3 Ω).

0682 – *Sig. N. Marcelli – Milano*

D. Desidera alcuni chiarimenti sui parametri dei transistori.

R. *Frequenza di taglio* - Alcune caratteristiche dei semiconduttori dipendono in larga misura dalla frequenza di lavoro. Ad esempio il guadagno di corrente di un transistore comincia a diminuire quando la frequenza supera un determinato valore. Generalmente la risposta in frequenza di un transistore viene caratterizzata indicando la frequenza alla quale il guadagno di corrente si riduce 0,7 volte il valore che essa presenta alle basse frequenze. Questa frequenza viene detta *Frequenza di taglio* e può essere riferita ad un circuito montato con base comune (f_{ab}) oppure con emettitore comune (f_{ae}).

I transistori di alta frequenza generalmente vengono usati come amplificatori fino a frequenze pari a 0,25 f_{ab} o f_{ae}, come oscillatori a frequenza fissa fino a frequenze pari a 1,25 f_{ab} o f_{ae}, e come oscillatori a frequenza variabile fino a 0,8 f_{ab} o f_{ae}.

La frequenza limite superiore alla quale un transistore può essere impiegato come convertitore corrisponde a f_{ab} o f_{ae}, nel caso di convertitore autooscillante ed a 2 f_{ab} o f_{ae} nel caso di convertitore con convertitore separato.

Dissipazione - Il calore che si genera internamente ad un transistore deve essere trasmesso all'involucro esterno e quindi, direttamente o tramite un adatto radiatore, come si verifica per i transistori di potenza, all'ambiente esterno. Nelle condizioni di funzionamento continuo il transistore raggiunge un equilibrio termico con l'ambiente esterno mentre la giunzione interna del collettore si porta ad una temperatura superiore a quella dell'ambiente, di un valore tale che è funzione della potenza dissipata all'interno e della resistenza termica totale.

Per la temperatura interna viene perciò stabilito un limite massimo che non deve mai essere superato. Tale limite, unitamente alla resistenza termica totale, condiziona la massima potenza dissipabile all'interno del transistore.

La massima potenza dissipabile alla giunzione del collettore (*quella dissipata alla giunzione dell'emettitore è trascurabile*) per una data temperatura ambiente ed una determinata resistenza termica si ricava dalla formula:

$$P_{cmax} = \frac{T_j - T_{amb}}{K}$$

dove P_{cmax}, rappresenta la massima dissipazione al collettore; T_j, la massima temperatura alla giunzione; T_{amb} la temperatura ambiente e K la resistenza termica totale espressa in gradi centigradi per unità di potenza dissipata.

Generalmente sono specificate le condizioni di raffreddamento a cui si riferisce una data dissipazione massima al collettore od il valore di K.

Massima tensione di collettore ($-V_{cb}$ o $-V_{ce}$). La massima tensione di collettore dipende, oltre che dalle caratteristiche intrinseche del transistore, dal modo in cui esso viene impiegato. Di conseguenza nelle tabelle viene sempre indicato a quali particolari condizioni di utilizzazione si riferiscono i dati pubblicati. Qualora il carico del transistore sia induttivo, la tensione di picco che viene a trovarsi sul collettore, in presenza di segnali sinusoidali, può diventare il doppio della tensione di alimentazione e sovente, per tale motivo, è indicata sia la massima tensione continua che quella di picco che generalmente è il doppio della prima.

Massima corrente di collettore ($-I_{CM}$) - Generalmente alla massima corrente di collettore viene assegnato un valore, che non deve essere superato, tale che impedisca un eccessivo riscaldamento del transistore per dissipazione interna. Non si esclude che esistano altre ragioni che possono indurre a stabilire tale limite: ad esempio il fatto che il guadagno di corrente, tendendo a diminuire con l'aumentare della corrente di collettore, provoca un intollerabile aumento della distorsione a causa della non linearità caratteristica $I_c = f(I_b)$. (*P. Soati*)

0683 – *Sig. G. Rebaudo – Torino.*

D. Desidera realizzare un filtro altamente selettivo alla frequenza di 1000 Hz a transistori.

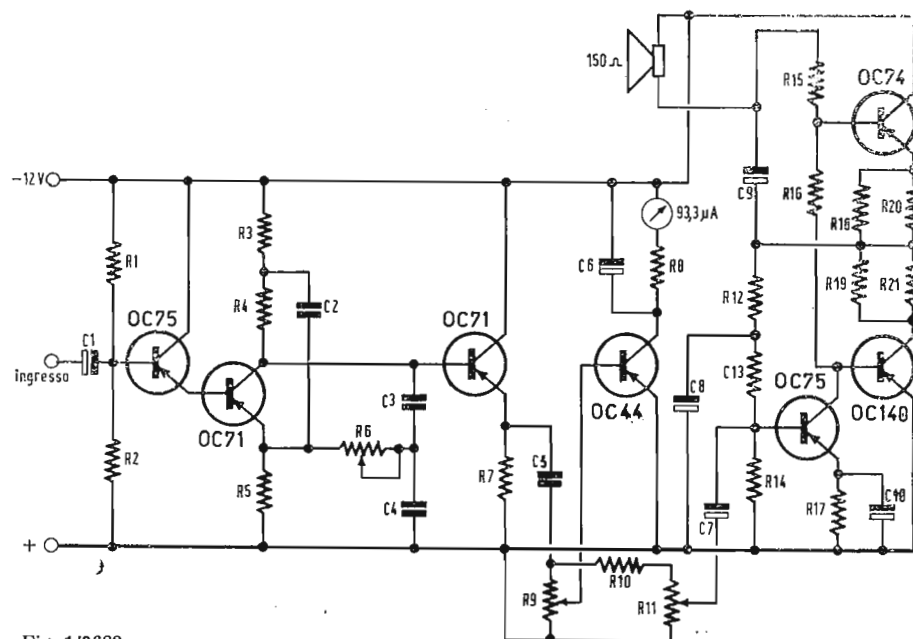



Fig. 1/0683

Fig. 1/0684

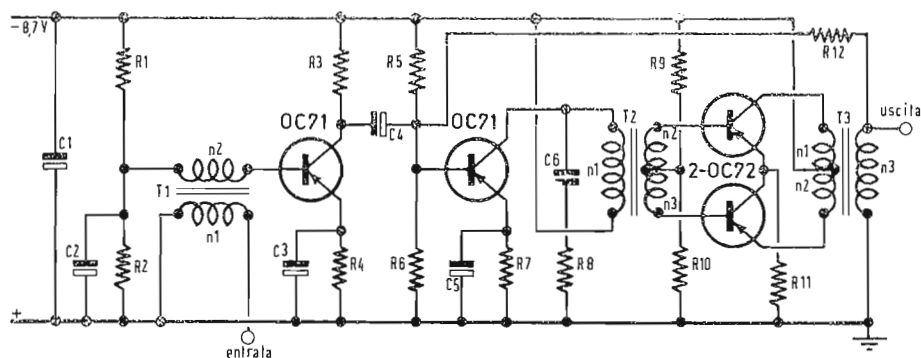
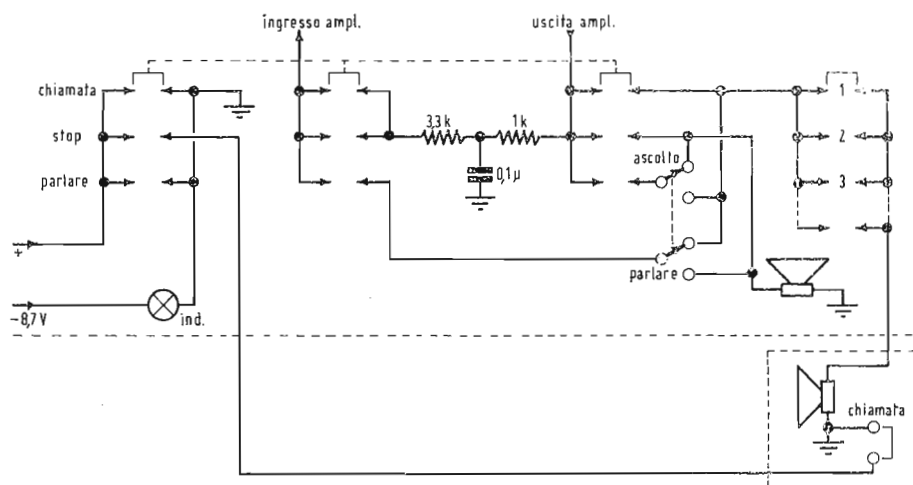



Fig. 2/0684

R. In figura 1 è rappresentato lo schema di un amplificatore selettivo a 1000 Hz nel quale si fanno uso di sette transistori. Esso è essenzialmente composto dai due sistemi filtranti R_3, R_4, C_2 e R_6, C_3, e C_4 che costituiscono rispettivamente un filtro passa-basso ed un filtro passa-alto introducendo, in presenza di un segnale avente la frequenza di 1000 Hz, una reazione di corrente molto debole, mentre un segnale avente la frequenza di 900 Hz o di 1100 Hz verrebbe attenuato con un fattore approssimativo uguale a 40.

Il guadagno in tensione, misurato fra la base del primo transistore OC75 e la resistenza di emettitore del secondo transistore OC71, è uguale a circa 60. Quest'ultimo transistore è montato in circuito *emitter-follower* e costituisce un carico costante per la rete dei filtri.

La sensibilità dello strumento può essere regolata tramite il potenziometro R_9 e quella dell'altoparlante per mezzo del potenziometro R_{11}.

Lo stadio finale è del tipo a simmetria complementare, cioè singled-ended, e nello stesso, al fine di evitare rotazioni di fase, si è fatto uso di transistori PNP e di uno tipo NPN.

Valore dei componenti: $R_1 = 33.000\,\Omega$; $R_2 = 18.000\,\Omega$; $R_3 = 1.000\,\Omega$; $R_4 = 1.000\,\Omega$; $R_5 = 3.300\,\Omega$; $R_6 = 1.000\,\Omega$; $R_7 = 2.700\,\Omega$; $R_8 = 15.000\,\Omega$; $R_9 = 10.000\,\Omega$; $R_{10} = 10.000\,\Omega$; $R_{11} = 10.000\,\Omega$; $R_{12} = 3.900\,\Omega$; $R_{13} = 27.000\,\Omega$; $R_{14} = 8.200\,\Omega$; $R_{15} = 2.700\,\Omega$; $R_{16} = 220\,\Omega$; $R_{17} = 560\,\Omega$; $R_{18} = 10\,\Omega$; $R_{19} = 10\,\Omega$; $R_{20} = 10\,\Omega$; $R_{21} = 10\,\Omega$.

$C_1 = 40\,\mu F$ elettrolitico; $C_2 = 0,27\,\mu F$; $C_3 = 0,18\,\mu F$; $C_4 = 0,18\,\mu F$; $C_5 = 0,1\,\mu F$; $C_6 = 6,4\,\mu F$; $C_7 = 6,4\,\mu F$; $C_8 = 6,4\,\mu F$; $C_9 = 64\,\mu F$ elettrolitico; $C_{10} = 40\,\mu F$ elettrolitico.

(*P. Soati*)

0684' – *Sig. R. Roberti – Napoli.*

D. È richiesto lo schema di una semplice apparecchiatura per comunicazioni interfoniche, completo del sistema di commutazione.

R. In figura 1 è rappresentato lo schema di un apparecchio per comunicazioni interfoniche nel quale si fa uso di due transistori OC71 e di due OC72. Tale amplificatore con un segnale di ingresso di 0,4 V è in grado di fornire una potenza di uscita di circa 350 mW, con il minimo di distorsione.

In figura 2 è indicato lo schema di commutazione che consente di passare successivamente alle posizioni di chiamata, trasmissione e ascolto facendo uso dello stesso altoparlante come microfono. Infine in figura 3 è mostrata la sezione dei lamierini da usare per la costruzione dei trasformatori T_1, T_2 e T_3, i quali possono essere trovati anche in commercio ad esempio presso i negozi della GBC.

Valore dei vari componenti: $R_1 = 120.000\,\Omega$; $R_2 = 22.000\,\Omega$; $R_3 = 5.600\,\Omega$; $R_4 = 2.700\,\Omega$; $R_5 = 12.000\,\Omega$; $R_6 = 15.000\,\Omega$; $R_7 = 1.500\,\Omega$ $R_8 = 1.000\,\Omega$; $R_9 = 4.700\,\Omega$; $R_{10} = 100\,\Omega$; $R_{11} = 14\,\Omega$; $R_{12} = 70.000\,\Omega$.

$C_1 = 100\,\mu F$ elettrolitico; $C_2 = 10\,\mu F$ elettrolitico; $C_3 = C_5 = 50\,\mu F$ elettrolitico; $C_4 = 32\,\mu F$ elettrolitico; $C_6 = 0,1\,\mu F$.

Trasformatori: T1 n1 = 36 spire, n2 = 890

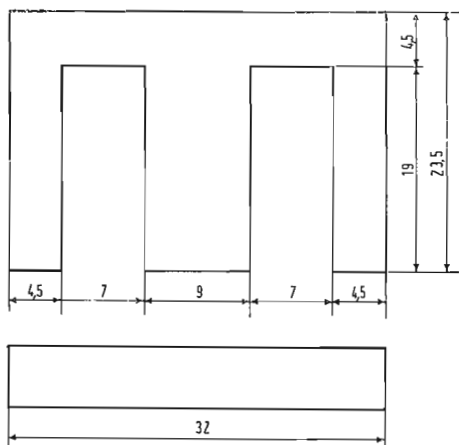



Fig. 3/0684

spire; T2 n1 = 890 spire, n2 = 635 spire, n3 = 635 spire; T3 n1 = 210 spire, n2 = 210 spire, n3 = 38 spire. *(P. Soati)*

0685 - *Sig. P. Romoli - Firenze.*

D. Desidera sapere su quali frequenze trasmettano le stazioni di radiodiffusione.

R. Le stazioni di radiodiffusione, comprese quelle inglesi, trasmettono sulle seguenti gamme: *Onde lunghe* 150-285 kHz; *Onde medie* 525-1605 kHz; *Onde corte* 3900-4000 kHz 5950 - 6200 kHz; 7100 - 7300 kHz; 9500 - 9775 kHz; 11700 - 11975 kHz; 15100 - 15450 kHz; 17700 - 17900 kHz; 21450 - 21750 kHz; 25600 - 26100 kHz.

Gli orari di trasmissione, le frequenze usate può richiederle direttamente all'ente interessato e nel suo caso alla BBC (British Broadcasting Corporation, Broadcasting House, London W1. *(P. Soati)*

0686 - *Sig. R. Costa - Genova.*

D. È richiesto lo schema di un semplice trasmettitore adatto a funzionare nella gamma propria dei ricevitori a modulazione di frequenza (88-100 MHz) per comunicazioni a brevissima distanza.

R. In figura è visibile lo schema di un modestissimo trasmettitore a transistori, adatto a funzionare nella gamma 88-100 MHz la cui costruzione è talmente semplice che può essere effettuata nel giro di un'oretta ed anche meno.

Il transistore V1, un OC71, funge da modulatore ed allo stesso deve essere collegato il microfono il quale può essere costituito anche da una capsula ricevente miniatura, dello stesso tipo normalmente usato nei ricevitori a transistori.

Il secondo transistore AF115, funge da oscillatore unitamente ad un diodo D, tipo BA102. Il relativo circuito di sintonia è costituito da C3, un condensatore regolabile avente il valore di 3-30 pF, e dalla bobina L1, che sarà costruita avvolgendo sei spire di filo di rame stagnato od argentato da 1 millimetro, sopra un supporto a minima perdita, avente 10 millimetri di diametro e con presa centrale. Tale trasmettitore permette di effettuare comunicazioni fino ad una distanza di alcune decine di metri, ed in buone condizioni di visibilità è possibile coprire distanze maggiori. La modulazione deve essere priva di distorsione. Nel caso però che quest'ultima sia presente in percentuale superiore al normale si dovrà aumentare progressivamente il valore della resistenza R5 fino a raggiungere il valore adatto ad eliminare completamente l'anomalia. Detto valore può essere anche dell'ordine dei 10.000 Ω.

Valore dei vari componenti: $R_1 = 15.000\,\Omega$; $R_2 = 1.800\,\Omega$; $R_3 = R_4 = R_8 = 1.000\,\Omega$; $R_5 = 3.300\,\Omega$; $R_6 = R_{10} = 10.000\,\Omega$; $R_7 = 5.600\,\Omega$; $R_9 = 68.000\,\Omega$.
$C_1 = 2{,}2$ nF; $C_2 = 4{,}7$ nF; $C_3 = 3\text{-}30$ pF regolabile; $C_4 = 100$ pF; $C_5 = C_6 = C_7 = 50\,\mu$F elettrolitici.
L2 = 2 spire dello stesso filo usato per l'avvolgimento di L1 e posta a circa 1 centimetro da quest'ultima. Detta bobina dovrà essere collegata da un lato alla massa e dall'altro all'antenna, che sarà costituita da un pezzo di filo stagnato, piuttosto robusto, avente la lunghezza di circa 10 centimetri.
La batteria dovrà fornire una tensione di 9 V. Il polo negativo dovrà essere collegato a massa. *(P. Soati)*

0687 - *Sig. Ermidoro - Catania.*

D. Desidera informazioni sulla prassi da seguire per l'importazione di materiale radioelettrico, sul modo di realizzare circuiti stampati e un baffle.

R. Per quanto concerne il primo quesito, relativo al materiale radioelettrico di importazione, le consigliamo di richiedere i listini prezzo all'esportatore americano chiedendo altresì il nome del suo rappresentante in Italia, o, qualora desideri acquistare notevoli quantitativi di merce, il prezzo franco suo domicilio.

Su l'*antenna* l'argomento relativo i circuiti stampati è stato trattato ampiamente. Ad ogni modo, tenuto conto che lei desidera raggiungere dei buoni risultati nei limiti dilettantistici, ritengo che possa raggiungere perfettamente lo scopo acquistando presso la ditta GBC una scatola completa per la realizzazione di circuiti stampati che comprende: le istruzioni per l'uso, una bottiglia con contagocce di inchiostro protettivo, una bottiglia di soluzione per l'incisione dei circuiti stampati, una bustina di abrasivo dissodante per lastra base, una penna, un pennino ad imbuto, una serie completa di lastre base per complessivi oltre 400 centimetri quadrati. Il suo prezzo è molto limitato. Il numero di catalogo, per ordinazione in spedizione contrassegno alla GBC di Milano, è L/735.

Sul libro del Nicolao al quale fa riferimento, il modo con il quale devono essere costruiti i baffle è stato trattato in modo sufficiente ed è completato dalle norme alle quali bisogna attenersi e dai dati costruttivi.

Tenga presente che potrà trovare quanto le interessa nei numeri arretrati de l'*antenna* ed in questa stessa rubrica. *(P. Soati)*

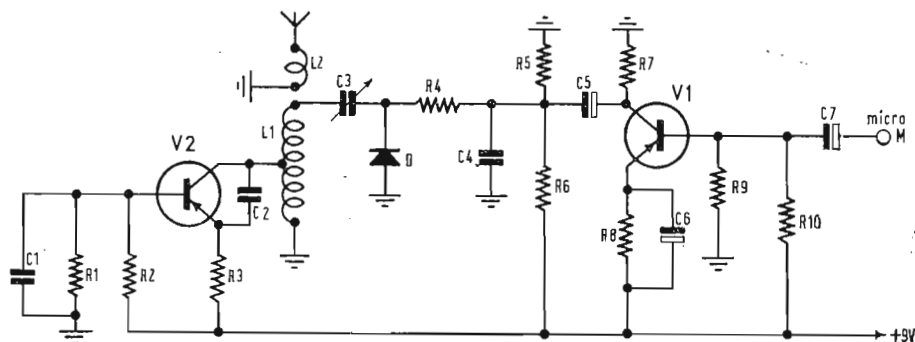
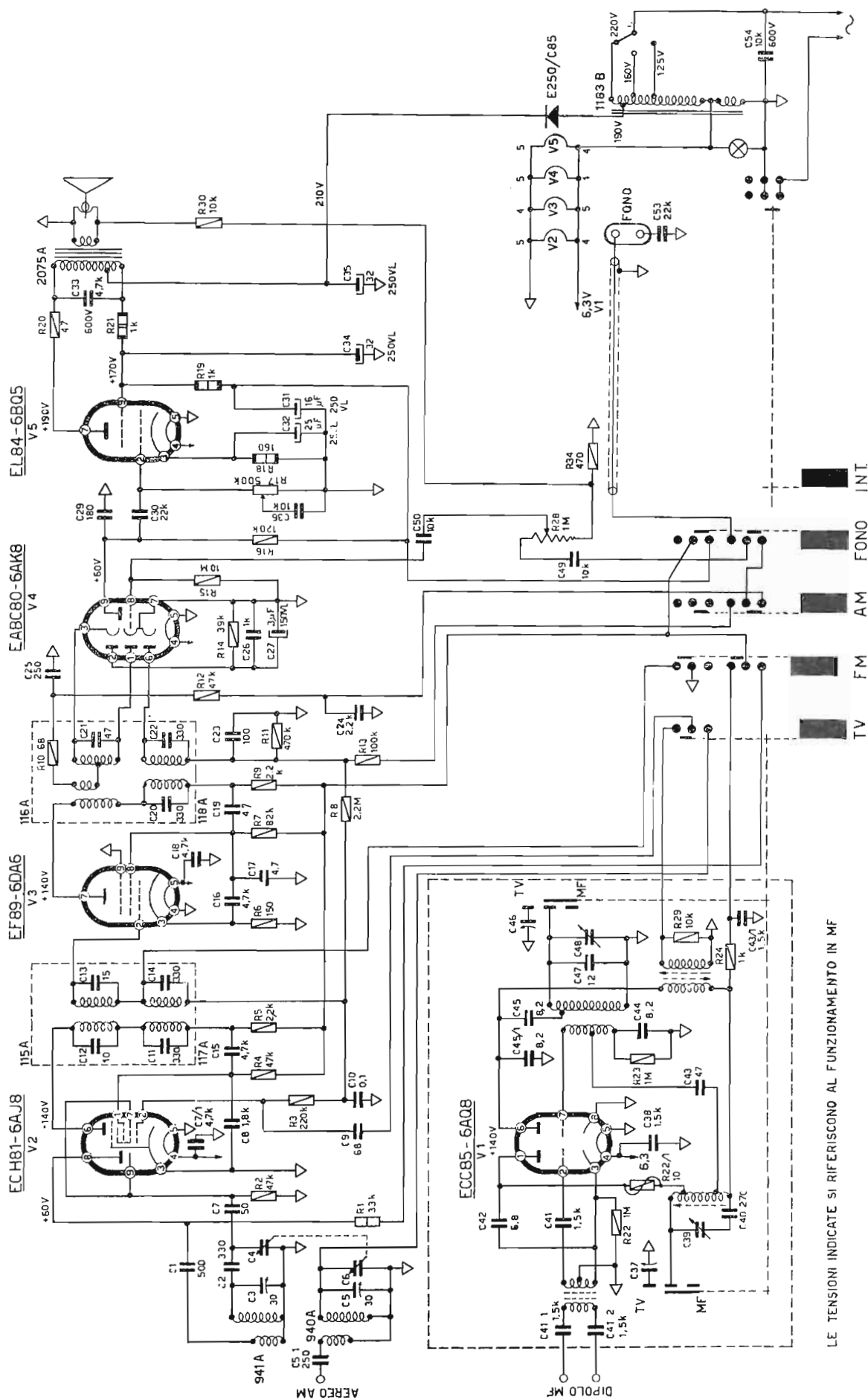
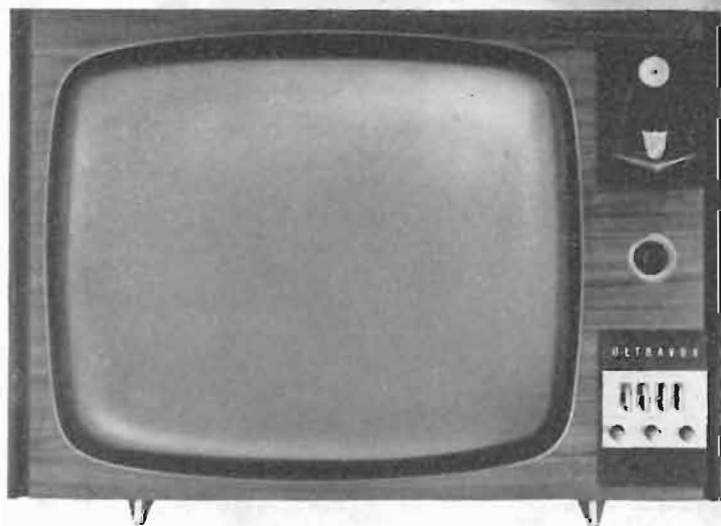



Fig. 1/0686

Schema elettrico del radioricevitore FIMI - PHONOLA Mod. 1943 - 2343

ULTRAVOX

è un continuo fiorire di iniziative e di idee nel campo tecnico, commerciale e pubblicitario

In tutta Italia il simbolo del servizio Ultravox è sinonimo di un'organizzazione perfetta e funzionale per rapidità di movimenti, modernità di concezione, efficienza dei servizi. Per la serietà della politica di vendita che garantisce condizioni costanti di prezzo, per la sicurezza di un perfetto funzionamento che elimina preoccupazioni e grattacapi di assistenza tecnica... riposa tranquillo chi tratta Ultravox.

ULTRAVOX DIREZIONE GENERALE
VIA G. JAN 5 MILANO - TEL. 222.142 - 228.3[illegible]

HEATHKIT® 1965

Voltmetro a valvola Heathkit IM-11... l'elevata precisione ha determinato il successo mondiale di questo strumento.

- **Sonda unica con commutatore per C.A./Ohm/C.C.**
- **7 portate in C.A., 7 in C.C. e 7 Ohmetriche**
- **Strumento da 200 microampère, con scala da 112 millimetri**
- **Resistenze di precisione all'1 %**
- **Responso alla B.F. lineare entro 1 dB da 25 Hz ad 1 MHz**

Il successo di questo strumento è dovuto alle sue elevate prestazioni, alla sua considerevole precisione, alla sua elegante presentazione, ed al suo basso costo.
Esso è stato realizzato sulla base delle precedenti esperienze della Heathkit nella realizzazione dei voltmetri a valvola che migliaia di tecnici hanno usato in passato.
Consente la misura di tensioni efficaci, di tensioni di picco, di tensioni continue, di resistenze e di livelli in decibel. La resistenza di ingresso, del valore di 11 mega-ohm, assicura l'elevata precisione in qualsiasi applicazione, grazie al valore minimo del carico applicato.
Tra i comandi del pannello figurano un commutatore di funzione (provvisto di inversore di polarità) un commutatore di portata, un dispositivo di messa a zero, ed un potenziometro per l'azzeramento dell'ohmetro. Il « probe » (sonda) munito di commutatore, può essere predisposto per il funzionamento in C.C., oppure in C.A.-Ohm. Realizzazione a circuito stampato. Viene fornito completo di puntali e senza batteria.

CARATTERISTICHE - Scala strumento: C.C. e C.A. (eff.): 0-1,5, 5, 15, 50, 150, 500, 1.500 volt fondo scala. **Tensioni alternate di picco:** 0-4, 14, 40, 140, 400, 1.400, 4.000. **Resistenze:** 10 ohm centro scala: x1, x10, x100, x1.000, x10k, x100k, x1M. Misura da 0,1 ohm e 1.000 Megaohm, con batteria interna. **Strumento:** da 200 microampère con scala da 112 millimetri. **Moltiplicatori:** precisione 1 %. Resistenza di ingresso in C.C.: 11 Megaohm (1 Megaohm nel « probe ») in tutte le portate. **Circuito:** a ponte bilanciato mediante doppio triodo. **Responso alla frequenza:** entro 1 dB da 25 Hz ad 1 MHz (su 600 ohm della sorgente). **Valvole adottate:** 12AU7, 6AL5. **Batteria:** da 1,5 volt, tipo a torcia. **Alimentazione:** 220 volt C.A. 50 Hz, 10 watt. **Dimensioni:** cm 18,5 di altezza, 12 di larghezza e 10,4 di profondità.

UNICA SONDA

Sonda unica per tutti i tipi di misure, munita di commutatore e di dispositivo di agganciamento per lasciare libere le mani.

REALIZZAZIONE A CIRCUITO STAMPATO

Per uniformità di montaggio, per la massima stabilità, come pure per facilitare la costruzione, l'apparecchio è realizzato con circuiti stampati.

RESISTENZE DI PRECISIONE

Per ottenere la massima precisione nelle letture, le resistenze sono all'1 %.

IM - 11

Organizzazione commerciale di vendita esclusiva:

LARIR International s.p.a.

VIALE PREMUDA N. 38/A - MILANO - TELEFONI N. 795762 - 795763 - 780730

Agenti esclusivi di vendita per

LAZIO - UMBRIA - ABRUZZI: Soc. **FILC RADIO** - ROMA - Piazza Dante, 10 - Tel.736771
EMILIA - MARCHE: Ditta **A. ZANIBONI** - BOLOGNA - Via S. Carlo, 7 - Tel. 225858
VENETO: Ditta **E. PITTON** - PORDENONE - Via Cavallotti, 12 - Tel. 2244
TOSCANA: **G. A. P. s.a.s.** - LIVORNO - Via Cogorano, 10/12 - Tel. 34492
CAMPANIA - BASILICATA: Ditta **D. MARINI** - NAPOLI - Via Duomo, 254 - Tel. 320773